

明 細 書

受信装置及び送信装置

技術分野

- [0001] 本発明は、複数のアンテナから同時に送信された変調信号を受信して復調する受信装置、及び複数のアンテナから同時に変調信号を送信する送信装置に関する。

背景技術

- [0002] 従来、複数アンテナを用いた復調方法として、非特許文献1に開示された技術が知られている。以下、この非特許文献1に開示された内容について図面を用いて簡単に説明する。
- [0003] 図1において、送信装置30は、送信信号Aのデジタル信号1及び送信信号Bのデジタル信号2を変調信号生成部3に入力する。変調信号生成部3は、送信信号Aのデジタル信号1及び送信信号Bのデジタル信号2に対してBPSK(Binari phase Shift Keying)やQPSK(Quadrature Phase Shift Keying)、16QAM(Quadrature Amplitude Modulation)等の変調を施すことにより、送信信号Aのベースバンド信号4及び送信信号Bのベースバンド信号5を得、これらを無線部6に送出する。
- [0004] 無線部6は、送信信号Aのベースバンド信号4及び送信信号Bのベースバンド信号5に対して周波数変換及び増幅等の所定の無線処理を施すことにより、送信信号Aの変調信号7及び送信信号Bの変調信号8を得、これらをそれぞれアンテナ9及びアンテナ10に供給する。これにより、アンテナ9からは送信信号Aの変調信号7が電波として輻射されると共にアンテナ10からは送信信号Bの変調信号8が電波として輻射される。
- [0005] 受信装置40は、アンテナ11で受信した受信信号12に対して、無線部13によって周波数変換や増幅等の無線処理を施すことによりベースバンド信号14を得、これを最尤検波部19に送出する。同様に、アンテナ15で受信した受信信号16に対して、無線部17によって周波数変換や増幅等の無線処理を施すことによりベースバンド信号18を得、これを最尤検波部19に送出する。
- [0006] 最尤検波部19は、ベースバンド信号14、18を検波することにより、送信信号Aの受

信デジタル信号20及び送信信号Bの受信デジタル信号21を得る。このとき、最尤検波部19は、非特許文献1に示されているように、最尤検波(MLD:Maximum Likelihood Detection)を行う。

非特許文献1:アイトリプリー ダブリュ・シー・エヌ・シー 1999、1038頁、9月号、1999年(IEEE WCNC 1999, pp.1038-1042, Sep. 1999.)

発明の開示

発明が解決しようとする課題

[0007] しかしながら、例えば図1の構成において、変調信号生成部3で16QAMを行った場合、最尤検波部19でMLDを行う際に、 $16 \times 16 = 256$ 個の候補信号点と、受信信号とのユークリッド距離を求めなければならない。さらには、変調信号生成部3で64QAMを行った場合には、最尤検波部19でMLDを行う際に、 $64 \times 64 = 4096$ 個の候補信号点と、受信信号とのユークリッド距離を求めなければならない。このような演算を行うことで検波を行うと、確かに受信品質(誤り率特性)は良くなるが、演算回数も非常に多くなるため回路規模が大きくなってしまう問題がある。この問題は上述したように、変調多値数が多くなるほど顕著となる。

[0008] 本発明の目的は、複数のアンテナから送信された複数の変調信号を、比較的小さな回路規模で誤り率特性良く復調できる受信装置を提供することである。また本発明の目的は、受信側で比較的小さな回路規模で誤り率特性の良い受信信号を得ることができるよう送信信号を形成する送信装置を提供することである。

課題を解決するための手段

[0009] 本発明の受信装置は、複数のアンテナからそれぞれ異なる変調信号を送信する送信装置から送信された変調信号を受信する受信装置であって、各変調信号のチャンネル推定値を求めるチャンネル変動推定部と、尤度検波とは異なる検波方法を用いて変調信号の一部のビットのみを復調する部分ビット復調部と、復調された部分ビット及びチャンネル推定値を用いて候補信号点を削減する信号点削減部と、削減された候補信号点と受信ベースバンド信号とを用いて尤度検波を行う尤度検波部とを具備する構成を採る。

[0010] この構成によれば、部分ビット復調部では尤度検波とは異なる検波方法を用いて一

部のビットのみを復調するので、少ない演算量で部分ビットを得ることができる。また尤度検波部では、削減された候補信号点を用いて尤度検波を行うので、少ない演算量で残りのビットを精度良く求めることができる。このように、尤度検波を部分的に行うようにしているので、ユークリッド距離を求める演算回数を削減しつつ、誤り率特性の良い受信デジタル信号を得ることができるようになる。

[0011] また本発明の送信装置は、複数のアンテナからそれぞれ異なる変調信号を送信する送信装置であって、IQ平面上で、複数の信号点セットに分割され、かつ信号点セット内の最小信号点間距離が信号点セット間の最小信号点距離よりも小さくされている信号点配置を用いて、送信ビットを信号点マッピングすることにより変調信号を得る変調部と、変調部により得られた変調信号を送信するアンテナとを具備する構成を採る。

[0012] この構成によれば、受信側で、信号セット内の信号点に共通のビットを容易かつ的確に判定できるようになる。よって、変調信号の一部のビット(部分ビット)のみを復調することが求められる受信装置にとって、非常に都合の良い送信信号を形成できる。

発明の効果

[0013] 本発明によれば、複数のアンテナから送信された複数の変調信号を、比較的小さな回路規模で誤り率特性良く復調できる受信装置を実現できる。また受信側で比較的小さな回路規模で誤り率特性の良い受信信号を得ることができるような送信信号を形成する送信装置を実現できる。

図面の簡単な説明

- [0014] [図1]従来のマルチアンテナ送信装置及び受信装置の概略構成を示すブロック図
[図2]本発明の実施の形態1に係る送信装置の構成を示すブロック図
[図3]実施の形態1のフレーム構成を示す図
[図4]本発明の実施の形態1に係る受信装置の構成を示すブロック図
[図5]受信装置の信号処理部の構成を示すブロック図
[図6]実施の形態における送受信アンテナの関係を示す図
[図7]変調信号Aに適用する16QAMのビット配置(図7A)及び変調信号Bに適用する16QAMのビット配置(図7B)を示す図

[図8]16QAMの変調信号Aと16QAMの変調信号Bを受信したときの推定信号点(候補信号点)の信号点配置例を示す図

[図9]16QAMのビット配置(図9A)及び実施の形態1における16QAMの部分ビット判定のための領域分割の仕方(図9B)を示す図

[図10]実施の形態1における信号点削減後の信号点状態を示す図

[図11]16QAMのビット配置(図11A)及び16QAMの2ビットを部分ビット判定するための領域分割の仕方(図11B)を示す図

[図12]実施の形態1の送信装置の構成を示すブロック図

[図13]図12の送信装置から送信される変調信号Aのフレーム構成(図13A)及び図12の送信装置から送信される変調信号Bのフレーム構成(図13B)を示す図

[図14]図12の送信装置からの信号を受信する受信装置の構成を示すブロック図

[図15]実施の形態2の送信装置による信号点配置(図15A)及び実施の形態2の受信装置による部分ビット判定時の領域分割の仕方(図15B)を示す図

[図16]実施の形態2の信号処理部の別の構成例を示すブロック図

[図17]64QAMの信号点配置を示す図

[図18]実施の形態3の送信装置による信号点配置、及び受信装置による部分ビット判定のための領域分割の仕方を示す図

[図19]実施の形態3の送信装置による信号点配置、及び受信装置による部分ビット判定のための領域分割の仕方を示す図

[図20]実施の形態4の送信装置の構成を示すブロック図

[図21]実施の形態4の受信装置の信号処理部の構成を示すブロック図

[図22]図21の軟判定値計算部による演算処理の説明に供する図

[図23]実施の形態4の信号処理部の別の構成例を示すブロック図

[図24]実施の形態5の符号化部の構成を示すブロック図

[図25]実施の形態5における変調信号Aの部分ビットを判定する部分ビット判定部の構成(図25A)、実施の形態5における変調信号Bの部分ビットを判定する部分ビット判定部の構成(図25B)及び実施の形態5の尤度検波部の構成(図25C)を示す図

[図26]実施の形態5の符号化部の別の構成例を示すブロック図

[図27]実施の形態5における受信装置の信号処理部の別の構成例を示すブロック図

[図28]実施の形態6においてトレリス符号化変調を行うための変調部の構成を示すブロック図

[図29]BPSK信号を部分ビット判定するための領域分割の仕方を示す図

[図30]実施の形態7の送信装置の構成を示すブロック図

[図31]実施の形態7のフレーム構成を示す図

[図32]実施の形態7の受信装置の構成を示すブロック図

[図33]実施の形態7における受信装置の信号処理部の構成を示すブロック図

[図34]実施の形態7における受信装置の信号処理部の別の構成を示すブロック図

[図35]実施の形態8の1ビット判定処理の説明に供する図

[図36]実施の形態8の1ビット判定処理手順を示すフローチャート

発明を実施するための最良の形態

[0015] 以下、本発明の実施の形態について図面を参照して詳細に説明する。

[0016] (実施の形態1)

図2に、本実施の形態の送信装置の構成を示す。送信装置100は、変調部102にデジタル信号101を入力すると共に、変調部110にデジタル信号109を入力する。

[0017] 変調部102は、デジタル信号101、フレーム構成信号118を入力とし、フレーム構成信号118にしたがってデジタル信号101を変調し、これにより得たベースバンド信号103を拡散部104に送出する。拡散部104は、ベースバンド信号103に拡散符号を乗算し、これにより得た拡散されたベースバンド信号105を無線部106へ送出する。無線部106は、拡散されたベースバンド信号105に周波数変換、増幅などを施すことにより、変調信号107を得る。変調信号107は、アンテナ108から電波として出力される。

[0018] 変調部110は、デジタル信号109、フレーム構成信号118を入力とし、フレーム構成信号118にしたがってデジタル信号109を変調し、これにより得たベースバンド信号111を拡散部112へ送出する。拡散部112は、ベースバンド信号111に拡散符号を乗算し、これにより得た拡散されたベースバンド信号113を無線部114へ送出す

る。無線部114は、拡散されたベースバンド信号113に周波数変換、増幅などを施すことにより、変調信号115を得る。変調信号115は、アンテナ116から電波として出力される。

[0019] なお以下の説明では、アンテナ108から送信される信号を変調信号Aと呼び、アンテナ116から送信される信号を変調信号Bと呼ぶ。

[0020] フレーム構成信号生成部117は、フレーム構成を示す情報、例えば、図3のフレーム構成の情報をフレーム構成信号118として出力する。

[0021] 図3に、送信装置100の各アンテナ108、116から送信される変調信号のフレーム構成例を示す。アンテナ108から送信される変調信号A、アンテナ116から送信される変調信号Bは、チャンネル推定のためのチャンネル推定シンボル201、203と、データシンボル202、204とを有する。送信装置100は、図3に示すようなフレーム構成の変調信号Aと変調信号Bとをほぼ同時刻に送信する。なおチャンネル推定のためのシンボル201及び203は、パイロットシンボル、ユニークワード、プリアンブルと呼ぶこともできる。

[0022] 図4に、本実施の形態の受信装置の構成を示す。受信装置300は、2つのアンテナ301、311で信号を受信する。

[0023] 無線部303は、アンテナ301で受信した受信信号302を入力とし、受信信号302に周波数変換、直交復調などを施し、これにより得たベースバンド信号304を逆拡散部305に送出する。逆拡散部305は、ベースバンド信号304を逆拡散し、これにより得た逆拡散後のベースバンド信号306を出力する。

[0024] 変調信号Aのチャンネル変動推定部307は、逆拡散後のベースバンド信号306を入力とし、例えば、図3のフレーム構成における変調信号Aのチャンネル推定シンボル201を用いてチャンネル変動を推定し、これにより得た変調信号Aのチャンネル変動信号308を信号処理部321に送出する。同様に、変調信号Bのチャンネル変動推定部309は、逆拡散後のベースバンド信号306を入力とし、例えば、図3のフレーム構成における変調信号Bのチャンネル推定シンボル203を用いてチャンネル変動を推定し、これにより得た変調信号Bのチャンネル変動信号310を信号処理部321に送出する。

[0025] 無線部313は、アンテナ311で受信した受信信号312を入力とし、受信信号312に

周波数変換、直交復調などを施し、これにより得たベースバンド信号314を逆拡散部315に送出する。逆拡散部315は、ベースバンド信号314を逆拡散し、これにより得た逆拡散後のベースバンド信号316を出力する。

[0026] 変調信号Aのチャンネル変動推定部317は、逆拡散後のベースバンド信号316を入力とし、例えば、図3のフレーム構成における変調信号Aのチャンネル推定シンボル201を用いてチャンネル変動を推定し、これにより得た変調信号Aのチャンネル変動信号318を信号処理部321に送出する。同様に、変調信号Bのチャンネル変動推定部319は、逆拡散後のベースバンド信号316を入力とし、例えば、図3のフレーム構成における変調信号Bのチャンネル推定シンボル203を用いてチャンネル変動を推定し、これにより得た変調信号Bのチャンネル変動信号320を信号処理部321に送出する。

[0027] 信号処理部321は、逆拡散後のベースバンド信号306、316、変調信号Aのチャンネル変動信号308、318、変調信号Bのチャンネル変動信号310、320を入力とし、これらを用いて変調信号A、Bの検波、復号などを行うことにより、変調信号Aのデジタル信号322、変調信号Bのデジタル信号323を得る。信号処理部321の詳細の構成を、図5に示し、その詳しい動作については後で記述する。

[0028] 図6に、本実施の形態における送受信装置間の関係を示す。送信装置100のアンテナ108から送信される信号を $Txa(t)$ 、アンテナ116から送信される信号を $Txb(t)$ とし、受信装置300の受信アンテナ301で受信される信号を $Rx1(t)$ 、受信アンテナ311で受信される信号を $Rx2(t)$ とし、各アンテナ間の伝搬変動をそれぞれ $h11(t)$ 、 $h12(t)$ 、 $h21(t)$ 、 $h22(t)$ とする。すると、次式の関係式が成立する。ただし、 t は時間とする。

[数1]

$$\begin{pmatrix} Rx1(t) \\ Rx2(t) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} h11(t) & h21(t) \\ h12(t) & h22(t) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} Txa(t) \\ Txb(t) \end{pmatrix} \quad \dots\dots\dots (1)$$

[0029] 図7A、図7Bに、各変調部102、110で16QAM(Quadrature Amplitude Modulation)を行った場合の変調信号Aと変調信号Bの信号点配置及びビット割り当てを示す。図7Aが変調信号Aの信号点配置及びビット割り当てであり、図7Bが変調信号Bの信号点配置及びビット割り当てである。変調信号A、変調信号B共に1シン

ボルに4ビットが割り当てられる。この実施の形態では、説明上、変調信号Aの1シンボルに割り当てられる4ビットを(Sa0, Sa1, Sa2, Sa3)と記述し、変調信号Bの1シンボルに割り当てられる4ビットを(Sb0, Sb1, Sb2, Sb3)と記述する。すなわち、(Sa0, Sa1, Sa2, Sa3)、(Sb0, Sb1, Sb2, Sb3)は、それぞれ、(0, 0, 0, 0)から(1, 1, 1, 1)の16種類の値をとる。

[0030] 図7A、図7Bのように変調信号A、変調信号Bが16QAMのとき、多重されて受信された受信信号には、 $16 \times 16 = 256$ 点の信号点が存在することになる。この256点の信号点についてのI-Q平面における推定信号点は、図4の変調信号Aのチャネル変動信号308と、変調信号Bのチャネル変動信号310とから得ることができる。その信号点配置の一例を、図8に示す。

[0031] 図8の黒点は256点の推定信号点を示す。また符号701は、図4の逆拡散後ベースバンド信号306の信号点を示す。このとき、256点の推定信号点と逆拡散後のベースバンド信号の信号点701との信号点距離を求め、最も距離の小さい値をとる推定信号点を探索することで、変調信号A、変調信号Bの復号、検波を行うことができる。例えば、符号702は、(Sa0, Sa1, Sa2, Sa3, Sb0, Sb1, Sb2, Sb3)が(0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0)の推定信号点であり、図8の場合、受信点701は256点の推定信号点のうち推定信号点702までの距離が最も小さいので、検波結果として(0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0)を得ることができる。

[0032] このようにして、検波を行うと、受信点と256点の推定信号点全ての間の信号点距離を求める必要があるため、回路規模が非常に大きくなる欠点がある。ただし、良好な受信品質(誤り率特性が良いデータ)を得ることができる利点がある。一方、(1)式の関係式の逆行列演算を行い、検波する方法においては、回路規模は削減できるが、誤り率特性が悪くなるという欠点がある。

[0033] 本実施の形態の受信装置300は、この両者の特徴を踏まえて構成されており、小さな回路規模で、品質(誤り率特性)の良い受信データを得ることができるものである。

[0034] 図5に、本実施の形態の受信装置300の特徴である信号処理部321の詳細構成を示す。

[0035] 分離部507は、変調信号Aのチャネル変動信号308、318、変調信号Bのチャネル

変動信号310、320、逆拡散後のベースバンド信号306、316を入力とし、(1)式の逆行列演算を行うことで、送信信号 $T_{xa}(t)$ 、 $T_{xb}(t)$ の推定信号を得る。分離部507は、このようにして得た変調信号Aの推定ベースバンド信号508を部分ビット判定部509に送出すると共に、変調信号Bの推定ベースバンド信号511を部分ビット判定部512に送出する。

[0036] ここで分離部507と、部分ビット判定部509、512は、尤度検波とは異なる検波方法を用いて変調信号A、Bの一部のビットのみを復調する部分ビット復調部550を構成する。なお本実施の形態では、分離部507で(1)式の逆行列演算を行う場合について述べるが、例えばMMSE演算を行って複数の変調信号が混ざり合った受信信号を各変調信号A、Bに分離するようにしてもよく、要は尤度検波とは異なる検波方法を用いて変調信号A、Bの一部のビットのみを復調すればよい。

[0037] 部分ビット判定部509、512の動作について説明する。部分ビット判定部509と部分ビット判定部512は、処理対象の信号が異なるだけで同様の動作を行うので、ここでは変調信号Aについての部分ビット判定部509の動作について説明する。図9Aは、16QAMの16個の信号点(シンボル)の座標の配置を示している。これからも分かるように、変調信号Aの1シンボルを構成する4ビット(S_{a0} , S_{a1} , S_{a2} , S_{a3})は、信号点位置によって(0, 0, 0, 0)から(1, 1, 1, 1)のいずれかの値をとる。

[0038] 部分ビット判定部509は、変調信号Aの推定ベースバンド信号508を入力とし、変調信号Aの推定ベースバンド信号508が、図9Bに示す領域1に存在していた場合 $S_{a0}=1$ 、領域2に存在していた場合 $S_{a0}=0$ 、領域3に存在していた場合 $S_{a2}=1$ 、領域4に存在していた場合 $S_{a2}=0$ 、領域5に存在していた場合 $S_{a3}=1$ と決定し、この情報を変調信号Aの決定された部分ビット情報510として出力する。部分ビット判定部512は、変調信号Bの推定ベースバンド信号511を入力とし、上述と同様の動作を行うことで、変調信号Bの決定された部分ビット情報513を出力する。

[0039] ここで、1ビットを決定する領域を図9Bのように定めた理由は、 S_{a0} 、 S_{b1} 、 S_{a2} 、 S_{a3} のうち図9Bのように定めた1ビットは残り3ビットと比較し、正しい可能性が高いからである。したがって、この1ビットを決定しても、後の検波で、受信品質の劣化につながる可能性が低いからである。

- [0040] 次に、信号点削減部514、516の動作について説明する。信号点削減部514は、変調信号Aのチャネル変動推定信号318、変調信号Bのチャネル変動推定信号320、変調信号Aの決定された部分ビット情報510、変調信号Bの決定された部分ビット情報513を入力とする。ここで信号点削減を行わない場合には、変調信号Aのチャネル変動推定信号318、変調信号Bのチャネル変動推定信号320から、図8のように、256個の信号点の候補点を求めることになる。しかし、本実施の形態では、変調信号Aの決定された部分ビット情報510及び変調信号Bの決定された部分ビット情報513を用いることで、前述のように、1ビットずつの決定情報(計2ビット)から、8ビット(256点の信号点)のうち $8-2=6$ ビット(64個の信号点)のみが未決定となる。
- [0041] 例えば、変調信号Aの決定された部分ビット情報510として $Sa0=1$ の情報が、変調信号Bの決定された部分ビット情報513として $Sb0=0$ の情報が、信号点削減部514に入力されたものとする。すると、信号点削減部514は、256個の信号点(図8)のうち、 $Sa0=1$ かつ $Sb=0$ の値を取らない信号点を削除する。このことにより候補信号点を64個に削減でき、信号点削減部514は、この64個に信号点の情報を削減後の信号点情報515として出力する。信号点削減部516は、変調信号Aのチャネル変動信号308、変調信号Bのチャネル変動信号310、変調信号Aの決定された部分ビット情報510、変調信号Bの決定された部分ビット情報513を入力とし、上述と同様の動作を行い、削減後の信号点情報517を出力する。
- [0042] 尤度検波部518は、逆拡散後のベースバンド信号306、316、削減後の信号点情報515、517を入力とする。そして、削減後の信号点情報515及び逆拡散後のベースバンド信号316から、図10の状態を得る。図10において、逆拡散後のベースバンド信号316が符号701で示す信号点であり、削減後の信号点情報515が黒点で示す64個の信号点である。そして、尤度検波部518は、64点の候補信号点と逆拡散後のベースバンド信号の信号点701との信号点距離を求める。つまり、ブランチメトリックを求める。これをブランチメトリックXと名付ける。同様に、尤度検波部518は、削減後の信号点情報517及び逆拡散後のベースバンド信号306から、64点の候補信号点と逆拡散後のベースバンド信号の信号点701との信号点距離を求める。つまり、ブランチメトリックを求める。これをブランチメトリックYと名付ける。

[0043] そして、尤度検波部518は、ブランチメトリックXとブランチメトリックYを用いて、尤度の最も高い系列8ビットを求め、これを変調信号Aのデジタル信号322及び変調信号Bのデジタル信号323として出力する。因みに、図5の例では、尤度検波部518が、変調信号A、変調信号Bのデジタル信号322、323を分離して(並列に)出力しているが、変調信号A、変調信号Bのデジタル信号を束ねて(直列に)一系統のデジタル信号として出力するようにしてもよい。

[0044] かくして本実施の形態によれば、尤度検波とは異なる検波方法を用いて各変調信号の1シンボルを構成する複数ビットのうちの部分ビットを判定する部分ビット復調部550と、判定された部分ビットを用いて候補信号点を削減する信号点削減部514、516と、削減された候補信号点と受信点とのユークリッド距離に基づいて最尤検波を行うことで受信デジタル信号322、323を得る尤度検波部518とを設けるようにしたことにより、比較的小さな回路規模で誤り率特性を効果的に向上し得る受信装置300を実現できる。すなわち、尤度検波部518では、削減された候補信号点を用いるので、ユークリッド距離を求める演算回数が減少するため、回路規模を削減することができる。また逆行列演算結果に基づいて求める部分ビットは、誤り難いビットのみであるため、全てのビットを逆行列演算結果に基づいて尤度復号する場合と比較して、逆行列演算による誤り率特性の劣化を格段に抑制することができる。

[0045] (i) 部分ビット判定部の他の構成例

上述した実施の形態では、部分ビット判定部509、512によって1ビットずつビット判定を行うことで、信号点削減部514、516でそれぞれ計2ビットの候補信号点数の削減を行う場合について説明した。ここでは、部分ビット判定部509、512によって2ビットずつビット判定を行うことで、信号点削減部514、516でそれぞれ計4ビットの候補信号点数の削減を行う方法及び構成を説明する。

[0046] 図11A、図11Bに、図8の部分ビット判定部509、512において、2ビットを決定する際の決定方法の一例を示す。部分ビット判定部509と部分ビット判定部512は、処理対象の信号が異なるだけで同様の動作を行うので、ここでは変調信号Aについての部分ビット判定部509の動作について説明する。図11Aは、16QAMの16個の信号点(シンボル)の座標の配置を示している。これからも分かるように、変調信号Aの1

シンボルを構成する4ビット(Sa0, Sa1, Sa2, Sa3)は、信号点位置によって(0, 0, 0, 0)から(1, 1, 1, 1)のいずれかの値をとる。

[0047] 部分ビット判定部509は、変調信号Aの推定ベースバンド信号508を入力とし、変調信号Aの推定ベースバンド信号508が、図11Bの点線で囲まれた領域1に存在する場合、Sa0=0、Sa2=1と決定し、領域2に存在する場合、Sa1=1、Sa2=1、領域3に存在する場合、Sa0=1、Sa2=1、領域4に存在する場合、Sa0=0、Sa3=1、領域5に存在する場合、Sa1=1、Sa3=1、領域6に存在する場合、Sa0=1、Sa3=1、領域7に存在する場合、Sa0=0、Sa2=0、領域8に存在する場合、Sa1=1、Sa2=0、領域9に存在する場合、Sa0=1、Sa2=0と決定する。そして部分ビット判定部509は、この情報を変調信号Aの決定された部分ビット情報510として出力する。部分ビット判定部512は、変調信号Bの推定ベースバンド信号511を入力とし、上述と同様の動作を行うことで、変調信号Bの決定された部分ビット情報513を出力する。

[0048] ここで、2ビットを決定する領域を図11Bのように定めた理由は、Sa0、Sa1、Sa2、Sa3のうち図11Bのように定めた2ビットは残り2ビットと比較し、正しい可能性が高いからである。したがって、この2ビットを決定しても、後の検波で、受信品質の劣化につながる可能性が低いからである。

[0049] 信号点削減部514では、上述と同様の動作を行うことで候補信号点削減を行う。このとき、変調信号Aの決定された部分ビット情報510は2ビット、変調信号Bの決定された部分ビット情報513は2ビットで構成されているため、8ビット(256点の信号点)のうち $8-4=4$ ビット(16個の信号点)のみが未決定となる。これにより、候補信号点を16個に削減できる。この16個に信号点の情報が削減後の信号点情報となる。したがって、尤度検波部518では、ブランチメトリックの計算がさらに削減できるので、回路規模をさらに削減できる。ただし、部分ビット判定部509、512で決定するビット数が増えると、受信品質が劣化することになる。

[0050] (ii) マルチキャリア方式への適用

ここでは、本発明を、マルチキャリア方式に適用する場合の構成例を説明する。マルチキャリア方式としてOFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing)方式を

用いた場合を例に説明する。

- [0051] 図12に、送信装置の構成を示す。送信装置1100は、変調部1102にデジタル信号1101を入力すると共に、変調部1112にデジタル信号1111を入力する。
- [0052] 変調部1102、1112は、それぞれ、デジタル信号1101、1111、フレーム構成信号1122を入力とし、フレーム構成信号1122にしたがってデジタル信号1101、1111を変調し、これにより得たベースバンド信号1103、1113をシリアルパラレル変換部(S/P)1104、1114に送出する。シリアルパラレル変換部1104、1114は、それぞれ、ベースバンド信号1103、1113をシリアルパラレル変換し、これにより得たパラレル信号1105、1115を逆フーリエ変換部(idft)1106、1116に送出する。逆フーリエ変換部1106、1116は、それぞれ、パラレル信号1105、1115に逆フーリエ変換を施し、これにより得た逆フーリエ変換後の信号1107、1117を無線部1108、1118に送出する。無線部1108、1118は、それぞれ、逆フーリエ変換後の信号1107、1117に周波数変換、信号増幅などを施すことにより、変調信号1109、1119を得る。変調信号1109、1119は、それぞれ、アンテナ1110、1120から電波として出力される。
- [0053] これにより、各アンテナ1110、1120からは、それぞれ、OFDM信号である変調信号1109(変調信号A)と変調信号1119(変調信号B)が送信される。
- [0054] ここでフレーム構成信号生成部1121は、フレーム構成の情報をフレーム構成信号1122として出力する。フレーム構成例を、図13A、図13Bに示す。図13A、図13Bは、フレーム構成を時間-周波数軸で表したものである。図13Aは変調信号Aのフレーム構成を示し、図13Bは変調信号Bのフレーム構成を示す。一例としてキャリア1からキャリア5で構成されて場合を示した。同一時刻のシンボルは同時に送信されているものとする。なお斜線で示したパイロットシンボル1201は、受信側でチャネル推定を行うためのシンボルである。ここではパイロットシンボルと呼んでいるが、プリアンブルなど別の呼び方をしてもよく、チャネル推定を行うことができるシンボルであればよい。なお空白で示した1202はデータシンボルを示す。
- [0055] 図14に、受信装置の構成を示す。受信装置300は、2つのアンテナ1301、1311で信号を受信する。

- [0056] 無線部1303は、アンテナ1301で受信した受信信号1302を入力とし、受信信号1302に周波数変換などを施し、これにより得たベースバンド信号1304をフーリエ変換部(dft)1305に送出する。フーリエ変換部1305は、ベースバンド信号1304をフーリエ変換し、これにより得たフーリエ変換後の信号1306を出力する。
- [0057] 変調信号Aのチャンネル変動推定部1307は、フーリエ変換後の信号1306を入力とし、図13Aの変調信号Aのパイロットシンボル1201を用いて、変調信号Aのチャンネル変動をキャリア1からキャリア5まで、それぞれ求め、変調信号Aのチャンネル変動信号群1308(キャリア1からキャリア5のそれぞれの推定信号で構成されている)を出力する。同様に、変調信号Bのチャンネル変動推定部1309は、フーリエ変換後の信号1306を入力とし、図13Bの変調信号Bのパイロットシンボル1201を用いて、変調信号Bのチャンネル変動をキャリア1からキャリア5まで、それぞれ求め、変調信号Bのチャンネル変動信号群1310(キャリア1からキャリア5のそれぞれの推定信号で構成されている)を出力する。
- [0058] 同様に、無線部1313は、アンテナ1311で受信した受信信号1312を入力とし、受信信号1312に周波数変換などを施し、これにより得たベースバンド信号1314をフーリエ変換部(dft)1315に送出する。フーリエ変換部1315は、ベースバンド信号1314をフーリエ変換し、これにより得たフーリエ変換後の信号1316を出力する。
- [0059] 変調信号Aのチャンネル変動推定部1317は、フーリエ変換後の信号1316を入力とし、図13Aの変調信号Aのパイロットシンボル1201を用いて、変調信号Aのチャンネル変動をキャリア1からキャリア5まで、それぞれ求め、変調信号Aのチャンネル変動信号群1318(キャリア1からキャリア5のそれぞれの推定信号で構成されている)を出力する。同様に、変調信号Bのチャンネル変動推定部1319は、フーリエ変換後の信号1316を入力とし、図13Bの変調信号Bのパイロットシンボル1201を用いて、変調信号Bのチャンネル変動をキャリア1からキャリア5まで、それぞれ求め、変調信号Bのチャンネル変動信号群1320(キャリア1からキャリア5のそれぞれの推定信号で構成されている)を出力する。
- [0060] 信号処理部1321は、フーリエ変換後の信号1306、1316、変調信号Aのチャンネル変動信号群1308、1318、変調信号Bのチャンネル変動信号群1310、1320を入力と

し、これらを用いて変調信号A、Bの復号、検波などを行うことにより、変調信号Aのデジタル信号1322、変調信号Bのデジタル信号1323を得る。

[0061] 信号処理部1321は、図5に示した信号処理部321と同様の構成とすればよい。すなわち、図5の変調信号Aのチャンネル変動信号308に代えて変調信号Aのチャンネル変動推定群1308を入力し、変調信号Bのチャンネル変動信号310に代えて変調信号Bのチャンネル変動推定群1310を入力し、逆拡散後のベースバンド信号306に代えてフーリエ変換後の信号1306を入力し、変調信号Aのチャンネル変動信号318に代えて変調信号Aのチャンネル変動推定群1318を入力し、変調信号Bのチャンネル変動信号320に代えて変調信号Bのチャンネル変動推定群1320を入力し、逆拡散後のベースバンド信号316に代えてフーリエ変換後の信号1316を入力すればよい。

[0062] 例えば、分離部507は、変調信号Aのチャンネル変動推定群501、504、変調信号Bのチャンネル変動推定群502、505、フーリエ変換後の信号503、506を入力とし、(1)式に基づいてキャリアごとに逆行列演算を施し、図13A、図13Bの周波数-時間軸におけるフレーム構成にしたがって、変調信号Aの推定ベースバンド信号508、変調信号Bの推定ベースバンド信号511を出力する。

[0063] そして、部分ビット判定部509、512は、キャリアごとに、上述と同様に部分ビットを判定する。また信号点削減部514、516についても、キャリアごとに、上述と同様に信号点削減を行い、尤度検波部518も、キャリアごとに尤度検波を行う。これにより、OFDM信号でなる変調信号A、Bのデジタル信号1322、1323を得ることができる。

[0064] このようにして、OFDM方式等のマルチキャリア方式についても、本発明を実施することができる。

[0065] (実施の形態2)

本実施の形態では、実施の形態1と比較して、2ビットの部分判定の場合分けをより単純化し、受信品質の改善効果が大きいI-Q平面における信号点配置の仕方について説明する。因みに、ここでは、主に変調信号Aについて説明するが、変調信号Bについても同様の処理を行えばよい。

[0066] 送信装置と受信装置の概略構成は、実施の形態1と同様である。実施の形態1と異なるのは、送信装置の変調部の構成と、受信装置の部分ビット判定部、信号点削減

部の構成である。

- [0067] 図15Aに、本実施の形態の送信装置による信号点配置例を示す。また図15Bに、本実施の形態の受信装置による部分ビット判定方法を示す。すなわち、図1の変調部102、110、図12の変調部1102、1112によって、図15Aのような信号点マッピングを行う。また図5の部分ビット判定部509、512によって、図15Bのような領域分けを行って部分ビットを判定する。
- [0068] 図15Aに示すように、本実施の形態の変調部は、信号点4点を1セットとし、1セット内の4点の信号点間の距離は小さいが、セット間の距離を大きくする変調処理(マッピング)を行うようになっている。また変調部は、1セット内の4点の信号点間距離を等しくすると共に、各セット間の距離も等しくする。変調部は、このようにして、領域を第1から第4象限に簡単分割できるように信号点を配置する。
- [0069] これにより、受信側では、信号点4点で構成されているセット内で共通となる2ビットを簡単に復調することができるようになる。つまり、セット内の信号点間距離は小さくセット間の信号点距離は大きいので、受信点がどのセット(象限)に含まれるかを容易かつ的確に判定できるので、2ビットの部分判定を容易かつ的確に行うことができる。
- [0070] 具体的には、受信ベースバンド信号が、図15Bに示すI-Q平面において、領域1に存在する場合には、領域1の信号点4点で共通の2ビット、 $Sa0=1$ 、 $Sa2=1$ を部分ビットとして決定する。また受信ベースバンド信号が、領域2に存在する場合には、領域2の信号点4点で共通の2ビット、 $Sa0=0$ 、 $Sa2=1$ を部分ビットとして決定する。また受信ベースバンド信号が、領域3に存在する場合には、領域2の信号点4点で共通の2ビット、 $Sa0=0$ 、 $Sa2=0$ を部分ビットとして決定する。また受信ベースバンド信号が、領域4に存在する場合には、領域4の信号点4点で共通の2ビット、 $Sa0=1$ 、 $Sa2=0$ を部分ビットとして決定する。
- [0071] 図5の部分ビット判定部509は、これらの決定された2ビットの情報を変調信号Aの決定された部分ビット情報510として出力する。またビット判定部512においても、変調信号Bについて同様の処理を行う。
- [0072] 図5の信号点削減部514、516は、部分ビット判定部509、512によって決定された4ビットの情報をを用いて、実施の形態1で上述したように256点の候補信号点を16点

の候補信号点に削減する。

- [0073] かくして本実施の形態によれば、送信装置100、1100の変調部102、110、1102、1112において、IQ平面上で、複数の信号点セットに分割され、かつ信号点セット内の最小信号点間距離が信号点セット間の最小信号点距離よりも小さくされている信号点配置を用いて、送信ビットを信号点マッピングするようにしたことにより、受信側で部分ビットの判定を容易かつ的確に行うことができるといった効果を得ることができる。
- [0074] 加えて、1セット内の4点の信号点間距離を等しくすると共に、セット間の距離も等しくするようにしたことにより、送信最大電力対送信平均電力比が小さくなる。これにより、送信系電力増幅器の線形増幅の要求が軽減されるため、消費電力を小さくできるという効果も得られる。これは、以降説明する64値の変調方式に適用する場合も同様である。
- [0075] なお実施の形態1や本実施の形態では、変調信号Aと変調信号Bの信号点配置を同じにする場合について説明したが、変調信号Aと変調信号Bの信号点配置を異なるようにした場合でも、同様の効果を得ることができる。
- [0076] 例えば、送信側では、変調信号Aの信号点配置を図15Aのようにし、変調信号Bの信号点配置を図9Aのようにする。そして受信側では、図5の変調信号Aのための部分ビット判定部509によって2ビットを決定し、変調信号Bのための部分ビット判定部512によって1ビットを決定することで、計3ビットを決定する。そして信号点削減部514、516では、この決定された3ビットの部分ビット情報を用いて256点の候補信号点を32点の信号点に削減する。
- [0077] また受信側で、変調信号Aのみ部分ビットを判定する方法も考えられる。この方法を実現するための信号処理部321の構成を図16に示す。因みに、この例では、変調信号Aの信号点は、部分ビットを決定し易いように、図15Aのように配置されているものとする。図16の部分ビット判定部509は、図15Bの判定基準に基づいて変調信号Aの2ビットを部分判定する。信号点削減部514、516は、決定された2ビットを用いて、256点の候補信号点を64点の候補信号点に削減する。尤度検波部518は、64点の信号点と受信ベースバンド信号とのユークリッド距離を求めることで、尤度検波を

行う。

[0078] このように、一方の変調信号についての部分ビットのみ判定すれば、部分ビット判定部の構成を簡単化できるので、その分だけ回路規模を削減することができる。このような構成は、一方の変調信号が、他方の変調信号よりも部分ビット判定が容易な信号点配置とされている場合に、特に有効である。

[0079] (実施の形態3)

本実施の形態では、変調方式を64値の多値変調としたときの具体的な信号点配置の仕方及び部分ビットの判定の仕方について説明する。送信装置及び受信装置の概略構成は、変調方式を16値の多値変調から64値の多値変調に換えることを除いて、実施の形態1や実施の形態2と同様である。

[0080] 図17に、I-Q平面における64QAMの信号点配置を示す。本実施の形態の受信装置は、図5の部分ビット判定部509、511によって、それぞれ、6ビット中のうち最も誤る可能性が低い1ビットを決定するような領域分割を行って1ビットを決定する。そして信号点削減部514、516によって $64 \times 64 = 4096$ 点の候補信号点から2ビット分の信号点を削減することで、候補信号点を1024点に削減する。尤度検波部518は、1024点の各候補信号点と受信点とのユークリッド距離を求めることで尤度検波を行う。

[0081] また受信装置において、部分ビット判定部509、511によって2ビットを決定するような領域分割を行い、それぞれ2ビットの部分ビットを決定すると、候補信号点数を256点に削減できる。また3ビットを決定するような領域分割を行い、それぞれ3ビットの部分ビットを決定すると、候補信号点数を64点に削減できる。また4ビットを決定するような領域分割を行い、それぞれ4ビットの部分ビットを決定すると、候補信号点数を16点に削減できる。このように部分ビット判定部509、511で決定するビット数を多くするほど、尤度検波を行う際の候補信号点数を少なくできるので、演算量を減らすことができるようになる。ただし、部分ビット判定部509、511で決定するビット数を多くするほど、誤り率特性が劣化すると同時に、実施の形態1の16QAMのときと同様に、領域分割が複雑になるという欠点がある。

[0082] そこで本実施の形態では、さらに好ましい64値の多値変調の信号点配置として、

図18のような信号点配置を提案する。図18の信号点配置は、基本概念としては、実施の形態2で説明したものと同一である。すなわち、信号点を複数のセットに分け、セット内の信号点の最小ユークリッド距離よりもセット間の最小ユークリッド距離を大きくするような変調(マッピング)処理を行う。

- [0083] 具体的には、信号点16点を1セットとし、1セット内の16点の信号点間の距離は小さいが、セット間の距離を大きくする変調処理(マッピング)を行う。また変調部は、1セット内の16点の信号点間距離を等しくすると共に、各セット間の距離も等しくする。変調部は、このようにして、領域を第1から第4象限に簡単分割できるように信号点を配置する。
- [0084] これにより、受信側では、信号点16点で構成されているセット内で共通となる2ビットを簡単に復調することができるようになる。つまり、セット内の信号点間距離は小さくセット間の信号点距離は大きいので、受信点がどのセット(象限)に含まれるかを容易かつ的確に判定できるので、2ビットの部分判定を容易かつ的確に行うことができる。
- [0085] 本実施の形態では、64値の多値変調の別の好ましい信号点配置として、図19に示すような信号点配置を提案する。図19は、各変調信号につき4ビットの部分ビットを決定するのに適した64値の多値変調の信号点配置である。この信号点配置の基本概念は、上述したのと同様に、信号点を複数のセットに分け、セット内の信号点の最小ユークリッド距離よりもセット間の最小ユークリッド距離を大きくするような変調(マッピング)処理を行うことである。
- [0086] 具体的には、信号点4点を1セットとし、1セット内の4点の信号点間の距離は小さいが、セット間の距離を大きくする変調処理(マッピング)を行う。このように、領域を1〜16に簡単分割できるように信号点を配置する。
- [0087] これにより、受信側では、信号点16点で構成されているセット内で共通となる4ビットを簡単に復調することができるようになる。つまり、セット内の信号点間距離は小さくセット間の信号点距離は大きいので、受信点がどのセット(領域1〜16)に含まれるかを容易かつ的確に判定できるので、4ビットの部分判定を容易かつ的確に行うことができる。
- [0088] かくして本実施の形態によれば、それぞれ異なる64値変調信号を複数のアンテナ

から送信するにあたって、64値の信号点を複数のセットに分け、セット内の信号点の最小ユークリッド距離よりもセット間の最小ユークリッド距離を大きくするような変調(マッピング)処理を行うようにしたことにより、受信側で容易かつ的確な部分ビット判定処理及び信号点削減処理を行うことができるので、受信側で比較的小さな回路規模で誤り率特性の良い受信信号を得ることができるようになる。

[0089] なお本実施の形態の方法は、実施の形態2でも説明したように、変調信号Aと変調信号Bの信号点配置を同じにする場合に限らず、変調信号Aと変調信号Bの信号点配置を異なるように配置し、変調信号Aと変調信号Bとで判定する部分ビットのビット数を異なるようにした場合でも、実施することができる。

[0090] (実施の形態4)

本実施の形態では、実施の形態1〜3の構成に加えて、送信側で畳み込み符号やターボ符号を行い、受信側で軟判定復号を行う場合における、好適な軟判定値計算方法を説明する。本実施の形態は、基本的には上述した実施の形態で説明したどの信号点配置を採用した場合でも適用できるものであるが、ここでは一例として送信側で図15Aに示した信号点配置を行った場合を例にとって説明する。

[0091] 図2との対応部分に同一符号を付して示す図20に、本実施の形態の送信装置の構成を示す。送信装置1900は、符号化部1902に送信デジタル信号1901を入力する。符号化部1902は、送信デジタル信号1901に畳み込み符号化を施すことにより、符号化後のデジタル信号101及び符号化後のデジタル信号102を得、これらを変調部102、110に送出する。

[0092] 受信装置の全体構成は、図4のとおりである。本実施の形態では、図4の信号処理部321を、図21の信号処理部2000のように構成する。なお図21では、図5との対応部分には同一符号を付した。

[0093] 本実施の形態の信号処理部2000は、軟判定値計算部2001を有する。軟判定値計算部2001は、削減後の信号点情報515、517、逆拡散後のベースバンド信号503、506を入力とし、これらを用いて軟判定値信号2002を得、これを判定部2003に送出する。判定部2003は、軟判定値信号2002を復号することでデジタル信号2004を得る。

[0094] この軟判定値計算部2001及び判定部2003の処理について、図22を用いて詳述する。

[0095] 例えば、図20の送信装置1900が図15Aのような信号点配置で変調信号を送信したものとする。そして、図4の受信装置300がこの変調信号を受信したものとする。

[0096] すると、図21の信号処理部2000においては、部分ビット判定部509が、図15Bの信号点配置における領域分割に基づき、変調信号AのSa0、Sa2の2ビットを決定し、これを部分ビット情報510として出力する。同様に、部分ビット判定部512が、図15Bの信号点配置における領域分割に基づき、変調信号BのSb0、Sb2の2ビットを決定し、これを部分ビット情報513として出力する。

[0097] 信号点削減部514は、部分ビット判定部509、512からの4ビットの情報を用いて、 $16 \times 16 = 256$ 点の信号点から16点の信号点を求め、これを削減後の信号点情報515として軟判定値計算部2001に送出する。同様に、信号点削減部516も、16点の信号点情報を削減後の信号点情報517として軟判定値計算部2001に送出する。

[0098] ここでは、一例として、部分ビット判定部509で決定された変調信号Aの部分ビットをSa0=0、Sa2=0、部分ビット判定部512で決定された変調信号Bの部分ビットをSb=0、Sb2=0とする。

[0099] このとき軟判定値計算部2001は、削減後の信号点情報515と逆拡散後のベースバンド信号316を用いて、図22の計算を行う。

[0100] (ステップST1)

はじめに、削減後の信号点情報515の16個の信号点と逆拡散後のベースバンド信号のユークリッド距離の例えば2乗を求める。ここで、ユークリッド距離の2乗を、 $D(Sa0, Sa2, Sb0, Sb2, Sa1, Sa3, Sb1, Sb3)$ という関数で表現する。すると、この例では、Sa0=0、Sa2=0、Sb=0、Sb2=0なので、 $D(0, 0, 0, 0, Sa1, Sa3, Sb1, Sb3)$ においてSa1, Sa3, Sb1, Sb3が0または1の16個の値が求まることになる。

[0101] (ステップST2)

次に、 $D(0, 0, 0, 0, Sa1, Sa3, Sb1, Sb3)$ の16個の値から最大値を求める。このときの最大値をDmaxとする。

[0102] (ステップST3)

最後に、実際にユークリッド距離の2乗を求めた16個の信号点以外の240個の信号点のユークリッド距離の2乗の値を、全て D_{\max} とする。この例では、 $D(0, 0, 0, 1, 0, 0, 0, 0)$ から $D(1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1)$ の値を、全て D_{\max} とする。すなわち、実際にユークリッド距離の2乗を求めた16個の信号点以外の240個の信号点までのユークリッド距離は、16個の信号点のユークリッド距離の2乗値の最大値 D_{\max} よりも大きいと見なせるので、これらの信号点のユークリッド距離の2乗値を一律に D_{\max} に設定する。これにより、16点の信号点のユークリッド距離の2乗値を有効に活用して、256点のユークリッド距離の2乗値を容易に得ることができる。

- [0103] そして、軟判定値計算部2001は、これらの256点のユークリッド距離の2乗の値(ブランチメトリック)を軟判定値信号2002として出力する。
- [0104] 判定部2003は、軟判定値信号2002を入力とし、ブランチメトリックから、パスメトリックを求め、復号し、デジタル信号2004を出力する。
- [0105] このように信号処理部2000によれば、削減された各候補信号点と受信点とのユークリッド距離のみを計算すると共に、それ以外の各信号点と受信点とのユークリッド距離を全て前記求めたユークリッド距離の最大値 D_{\max} と定めることで全ての候補信号点の軟判定値を得るようにしたことにより、全ての候補信号点についての軟判定値を容易に得ることができるようになる。
- [0106] 図21との対応部分に同一符号を付して示す図23に、本実施の形態の信号処理部の別の構成を示す。信号処理部2200は、重み付け係数計算部2201を有する。
- [0107] 重み付け係数計算部2201は、変調信号Aのチャネル変動信号308、318、変調信号Bのチャネル変動信号310、320を入力とし、ブランチメトリックに乗算する信頼度に相当する重み付け係数を求める。ここで、分離部507が例えば(1)式の演算を行って信号を分離する場合、重み付け計算部2201は信号の分離精度に相当する重み付け係数を求めるとよい。具体的には、重み付け計算部2201は、文献“Soft-decision decoder employing eigenvalue of channel matrix in MIMO systems” IEEE PIMRC2003, pp.1703-1707, Sep. 2003.に示されているように、例えば(1)式の行列の固有値の最小パワーを求め、これを重み付け係数信号2202として出力すればよい。

- [0108] 軟判定値計算部2001は、削減後の信号点情報515、517、逆拡散後のベースバンド信号306、316、重み付け係数信号2202を入力とし、求めたブランチメトリックに重み付け係数を乗算することより軟判定値信号2002を求める。
- [0109] このように信号処理部2200においては、ブランチメトリックに重み付け係数を乗算するようにしたことにより、一段と誤り率特性を向上させることができる。なお、上記説明では、重み付け係数として固有値の最小パワーを用いた場合について述べたが、重み係数はこれに限ったものではない。
- [0110] また本実施の形態では、畳み込み符号を用いた場合について説明したが、これに限ったものではなく、ターボ符号、低密度パリティ符号などを用いた場合でも同様に実施することができる。また信号の順番を入れ替えるインターリーブ、信号の一部を削除して冗長度を下げるパंकチャリングの機能などを設けても同様に実施することができる。これは、他の実施の形態についても同様である。
- [0111] また本実施の形態では、ユークリッド距離の2乗を求め、それに基づいて軟判定値を求める例を説明したが、ユークリッド距離の2乗に限らず、他の尤度を基準に軟判定値を求める場合にも適用することができる。これは、他の実施の形態についても同様である。
- [0112] (実施の形態5)
- 本実施の形態では、上述した実施の形態で説明したように受信側で部分ビットを削減して候補信号点を削減する処理を行うにあたって、より好適な符号化(畳み込み符号、ターボ符号)の仕方を説明する。
- [0113] 送信装置の概略構成は、図20のとおりである。この実施の形態では、一例として、変調部102、110が、図15Aに示すような信号点配置を採用した16値の多値変調を行うものとする。また受信装置の概略構成は、図4のとおりである。
- [0114] 図24に、本実施の形態の符号化部の構成を示す。すなわち、図24の符号化部2300は、図20の符号化部1902として用いられる。
- [0115] 符号化部2300は、(Sa0, Sa2)符号化部2302、(Sa1, Sa3, Sb1, Sb3)符号化部2304、(Sb0, Sb2)符号化部2306を有する。各符号化部2302、2304、2306は、デジタル信号1901を入力し、それぞれ特定のビットに対する符号化処理を行う

- 。
- [0116] すなわち、(Sa0, Sa2)符号化部2302は、デジタル信号1901に含まれるビットSa0、Sa2を符号化し、このビットSa0、Sa2の符号化情報2303を出力する。(Sa1, Sa3, Sb1, Sb3)符号化部2304は、デジタル信号1901に含まれるビットSa1, Sa3, Sb1, Sb3を符号化し、このビットSa1, Sa3, Sb1, Sb3の符号化情報2305を出力する。(Sb0, Sb2)符号化部2306は、デジタル信号1901に含まれるビットSb0, Sb2を符号化し、Sb0、Sb2の符号化情報2307を出力する。
- [0117] このように、所定のビット単位で符号化処理を施すようにしたことにより、受信側ではそのビット単位で誤り訂正復号処理を行うことができるようになる。特に、本実施の形態では、受信側で部分ビット判定されるビット単位で符号化処理を施すようにしたことにより、部分ビット単位で誤り訂正復号処理を行うことができるようになるので好適である。
- [0118] (Sa0, Sa1, Sa2, Sa3)信号生成部2308は、Sa0、Sa2の符号化情報2303と、Sa1, Sa3, Sb1, Sb3の符号化情報2305とを入力とし、Sa0、Sa1、Sa2、Sa3の信号を生成し、これを符号化後のデジタル信号101として出力する。
- [0119] 同様に、(Sb0, Sb1, Sb2, Sb3)信号生成部2310は、Sa1, Sa3, Sb1, Sb3の符号化情報2305と、Sb0、Sb2の符号化情報2307とを入力とし、Sb0、Sb1、Sb2、Sb3の信号を生成し、これを符号化後のデジタル信号109として出力する。
- [0120] 次に、このような送信信号を受信する受信装置の構成を説明する。本実施の形態の受信装置の概略構成は、図4のとおりである。受信装置300の信号処理部321の構成は、図5のとおりである。本実施の形態では、信号処理部321の部分ビット判定部509を図25Aのように構成し、部分ビット判定部512を図25Bのように構成し、尤度検波部518を図25Cのように構成する。
- [0121] 図25Aの(Sa0, Sa2)復号化部2402は、変調信号Aの推定ベースバンド信号508を入力とし、これを復号することで復号ビットSa0、Sa2を得、これを変調信号Aの決定された部分ビット情報510として出力する。
- [0122] 図25Bの(Sb0, Sb2)復号化部2405は、変調信号Bの推定ベースバンド信号511を入力とし、これを復号することで復号ビットSb0、Sb2を得、これを変調信号Bの決

定された部分ビット情報513として出力する。

- [0123] このように、部分ビット単位で誤り訂正符号を導入することで、一段と受信品質を向上させることができる。つまり、部分ビットの判定に誤りがあると、信号点削減の際に誤った信号点を選択することになるため、残りのビットの決定で誤りが生じる可能性が非常に高くなる。これに対して、本実施の形態のように、部分ビット単位で誤り訂正符号を導入すると、部分ビットを正しく復号できる可能性を高くできるので、信号点削減の際に誤った信号点を選択する可能性を低くできる。
- [0124] 加えて、(Sa0, Sa2)符号化部2302及び(Sb0, Sb2)符号化部2306によって、(Sa1, Sa3, Sb1, Sb3)符号化部2305よりも誤り訂正能力の高い符号化を行うようにすると、より好ましい。このようにすれば、部分ビットSa0, Sa2, Sb0, Sb2を誤り無く復号できる可能性を一段と高くできるので、誤った信号点削減を行う可能性を一段と低くでき、結果として誤り率特性を一段と向上させることができるようになる。
- [0125] また、16値の多値変調の信号点配置としては、16QAMよりも、図15A、図15Bに示したような信号点配置の方が、本実施の形態のような誤り訂正符号の導入に適している。これは、16QAMでは、判定される部分ビットが領域によって異なるのに対し、図15A、図15Bの場合、領域によらず部分ビットが(Sa0, Sa2)、(Sb0, Sb2)と固定であるため、簡単に誤り訂正符号が導入できるからである。因みに、本実施の形態では、16値多値変調に対し誤り訂正符号を導入する例を説明したが、64値多値変調に対しても本実施の形態と同様の誤り訂正符号化処理を行えば、本実施の形態と同様の効果を得ることができる。この場合にも、上述の説明と同様の理由で、64QAMよりも、図18、図19に示したような信号点配置を採用した方が、簡単に誤り訂正符号を導入することができるので適している。
- [0126] 図25Cの(Sa1, Sa3, Sb1, Sb3)復号化部2411は、削減後の信号点情報515、517、逆拡散後のベースバンド信号316、306を入力とし、候補信号点と受信ベースバンド信号の例えばユークリッド距離の2乗を求めることで、ブランチメトリックを求め、ブランチメトリックからパスメトリックを求め、復号することで、変調信号Aの受信デジタル信号322及び変調信号Bの受信デジタル信号323を得る。
- [0127] かくして本実施の形態によれば、実施の形態1〜4の構成に加えて、部分ビットを符

号化単位とした符号化処理を施す、つまり同一の信号点セット内にマッピングされる送信ビットをまとめて符号化するようにしたことにより、実施の形態1〜4の効果に加えて、受信側での誤り率特性を一段と向上させることができるようになる。

[0128] また部分ビットに対して、他のビットよりも誤り訂正能力の高い符号化処理を施す、つまり同一の信号点セット内にマッピングされる送信ビットをまとめて符号化するようにしたことにより、受信側での誤り率特性をさらに向上させることができるようになる。

[0129] なお本実施の形態では、送信側の符号化部を図24のように構成すると共に、受信側の信号処理部を図5、図25A、図25B、図25Cのように構成する場合について説明したが、符号化部及び信号処理部の構成はこれに限らない。図26に符号化部の他の構成例を示し、図27に信号処理部の他の構成例を示す。

[0130] 図24との対応部分に同一符号を付して示す図26において、符号化部2500は、(Sa0, Sa2)符号化部2302、(Sa1, Sa3)符号化部2501、(Sb0, Sb2)符号化部2306、(Sb1, Sb3)符号化部2503を有する。各符号化部2302、2501、2306、2503は、デジタル信号1901を入力し、それぞれ特定のビットに対する符号化処理を行う。

[0131] すなわち、(Sa0, Sa2)符号化部2302は、デジタル信号1901に含まれるビットSa0、Sa2を符号化し、このビットSa0、Sa2の符号化情報2303を出力する。(Sa1, Sa3)符号化部2501は、デジタル信号1901に含まれるビットSa1, Sa3を符号化し、このビットSa1, Sa3の符号化情報2502を出力する。(Sb0, Sb2)符号化部2306は、デジタル信号1901に含まれるビットSb0, Sb2を符号化し、Sb0、Sb2の符号化情報2307を出力する。(Sb1, Sb3)符号化部2503は、デジタル信号1901に含まれるビットSb1, Sb3を符号化し、このビットSb1, Sb3の符号化情報2504を出力する。

[0132] (Sa0, Sa1, Sa2, Sa3)信号生成部2308は、Sa0、Sa2の符号化情報2303と、Sa1, Sa3の符号化情報2502とを入力とし、Sa0、Sa1、Sa2、Sa3の信号を生成し、これを符号化後のデジタル信号101として出力する。

[0133] 同様に、(Sb0, Sb1, Sb2, Sb3)信号生成部2310は、Sb1, Sb3の符号化情報2504と、Sb0、Sb2の符号化情報2307とを入力とし、Sb0、Sb1、Sb2、Sb3の信号

を生成し、これを符号化後のデジタル信号109として出力する。

- [0134] 次に、図27の信号処理部2600の構成を説明する。図27の信号処理部2600は、図5の信号処理部321と比較して、部分ビット判定部509、512として軟判定復号部2601、2602が設けられている（つまり、部分ビット復調部2610が分離部507と軟判定復号部2601、2602とで構成されている）ことと、硬判定復号部2606、2608が設けられていることを除いて、図5の信号処理部321と同様の構成でなる。
- [0135] 軟判定復号部2601は、変調信号Aの推定ベースバンド信号508を入力とし、図26における部分ビットSa0、Sa2について軟判定復号を行い、これにより得た部分ビットSa0、Sa2の情報を変調信号Aの決定された部分ビット情報510として出力する。同様に、軟判定復号部2602は、変調信号Bの推定ベースバンド信号511を入力とし、図26における部分ビットSb0、Sb2について軟判定復号を行い、これにより得た部分ビットSb0、Sb2の情報を変調信号Bの決定された部分ビット情報513として出力する。
- [0136] 信号点削減部514、516は、決定された部分ビット情報510、513を用いて候補信号点を削減し、削減後の信号点情報515、516を尤度判定部2603に送出する。
- [0137] 尤度判定部2603は、削減後の候補信号点と逆拡散後のベースバンド信号316とから、最も尤度の高い候補信号点を探索することで尤度判定を行い、ビットSa1、Sa3、Sb1、Sb3を求める。そして尤度判定部2603は、ビットSa1、Sa3をビット情報2604として硬判定復号部2606に送出すると共に、ビットSb1、Sb3をビット情報2605として硬判定復号部2608に送出する。
- [0138] 硬判定復号部2606は、ビット情報2604を硬判定復号することにより、変調信号Aの誤り訂正後のビット情報2607を得る。同様に、硬判定復号部2608は、ビット情報2605を硬判定復号することにより、変調信号Bの誤り訂正後のビット情報2609を得る。
- [0139] ここで、変調信号Aの決定された部分ビット情報510と変調信号Aの誤り訂正後のビット情報2607が最終的な誤り訂正後の変調信号Aのビット情報に相当し、変調信号Bの決定された部分ビット情報513と変調信号Bの誤り訂正後のビット情報2609が最終的な誤り訂正後の変調信号Bのビット情報に相当する。

- [0140] このように、信号処理部2600においては、軟判定復号部2601、2602を設け、信号点削減に用いる部分ビットを軟判定復号処理によって求めるようにしたことにより、例えば硬判定を行う場合と比較して部分ビットの誤る確率を低くできるので、最終的な誤り率特性を向上させることができるようになる。因みに、尤度判定後の信号に対しては、硬判定を行うようにしたが、このようにしたのは、尤度判定を行う際に変調信号Aと変調信号Bは同時に判定するため、原理的に、変調信号Aのみに関する軟判定、変調信号Bのみに関する軟判定を行うことが困難だからである。
- [0141] なお、本実施の形態では、受信側で部分ビット判定を行うビット以外のビット(Sa1, Sa3, Sb1, Sb3)に対しても符号化を行う場合について説明したが、部分ビット判定を行うビット以外のビットについては符号化を行わないようにしてもよい。要は、部分ビット単位で符号化を行うようにすれば、本実施の形態と同様の効果を得ることができる。
- [0142] (実施の形態6)
- 本実施の形態では、送信側にトレリス符号化変調を導入することを提案する。なおここでは、変調方式として16QAM方式を用いる場合を例に説明する。
- [0143] 送信装置の概略構成は図2のとおりであり、送信信号のフレーム構成は図3のとおりである。また受信装置の概略構成は図4のとおりであり、図4の信号処理部321の詳細構成は図5のとおりである。
- [0144] 16QAMのトレリス符号化変調実施するためには、図2の送信装置100の変調部102、110を、例えば図28に示すように構成すればよい。
- [0145] 図28において、2701、2702、2703はシフトレジスタ、2704、2705は排他的論理和回路を示しており、入力a0, a1, a2から、b0, b1, b2, b3が生成される。そして、ベースバンド信号生成部2706は、b0, b1, b2, b3を入力とし、16QAMのマッピングを行うことでベースバンド信号2707を得る。
- [0146] 次に、受信装置の動作について説明する。上述したように、本発明の受信装置の特徴的な動作は、部分ビット判定部509、512(図5)にある。部分ビット判定部509と部分ビット判定部512は同様の動作を行うので、ここでは主に部分ビット判定部509の動作を説明する。

- [0147] 部分ビット判定部509は、変調信号Aの推定ベースバンド信号508を入力とし、例えばビタビ復号を行うことにより、符号化に関連したビット、つまり、図28におけるb0, b1, b2を決定し、これらの情報を変調信号Aの決定された部分ビット情報510として出力する。同様に、部分ビット判定部512は、変調信号Bの決定された部分ビット情報513(3ビットの情報)を出力する。
- [0148] 信号点削減部514、516は、信号点削減を行う。そして、尤度検波部518は、変調信号Aで送信された図28のb3の情報、変調信号Bで送信された図28のb3の情報を決定し、これを変調信号Aのデジタル信号519及び変調信号Bのデジタル信号520として出力する。
- [0149] このように本実施の形態によれば、送信側でトレリス符号化変調を行うようにしたことにより、誤り訂正符号の導入を容易に行うことができ、簡易な送信装置構成で、受信側での誤り率特性を効果的に向上させることができるようになる。
- [0150] (実施の形態7)
- 本実施の形態では、送信アンテナ数、受信アンテナ数が2本より多い場合の例として、送信アンテナ数3、受信アンテナ数3、送信変調信号数3のときの具体的な構成例について説明する。
- [0151] また本実施の形態では、誤り率特性を効果的に向上させるための部分ビット判定の仕方及び信号点削減の仕方を提案する。
- [0152] 図2との対応部分に同一符号を付して示す図30に、本実施の形態における送信装置の構成を示す。送信装置2900は、変調信号A、変調信号Bに加えて、変調信号Cを送信する送信部を有することを除いて、図2の送信装置100と同様の構成でなる。ここでは、変調信号Cを送信する送信部の構成のみを説明する。
- [0153] 変調部2902は、デジタル信号2901、フレーム構成信号118を入力とし、フレーム構成信号118にしたがってデジタル信号2901を変調し、これにより得たベースバンド信号2903を拡散部2904に送出する。拡散部2904は、ベースバンド信号2903に拡散符号を乗算し、これにより得た拡散されたベースバンド信号2905を無線部2906に送出する。無線部2906は、拡散されたベースバンド信号2905に周波数変換、増幅などを施すことにより、変調信号2907(変調信号C)を得る。変調信号2907

はアンテナ2908から電波として出力される。

[0154] フレーム構成信号生成部117は、例えば、図31のフレーム構成の情報をフレーム構成信号118として出力する。

[0155] 図31に、送信装置2900の各アンテナ108、116、2908から送信される変調信号のフレーム構成例を示す。アンテナ108から送信される変調信号A、アンテナ116から送信される変調信号B、アンテナ2908から送信される変調信号Cは、チャンネル推定のためのチャンネル推定シンボル201、203、3001と、データシンボル202、204、3002とを有する。送信装置2900は、図31に示すようなフレーム構成の変調信号A、変調信号B、変調信号Cをほぼ同時刻に送信する。なおチャンネル推定のためのシンボル201、203、3001は、パイロットシンボル、ユニークワード、プリアンブルと呼ぶこともできる。

[0156] 図4との対応部分に同一符号を付して示す図32に、本実施の形態における受信装置の構成を示す。なお以下の説明では、図4と同様に動作する部分についての説明は省略する。

[0157] ここで、図30の送信装置2900において、アンテナ108から送信される信号を $T_{xa}(t)$ 、アンテナ116から送信される信号を $T_{xb}(t)$ 、アンテナ2908から送信される信号を $T_{xc}(t)$ とし、図32の受信装置3100において、アンテナ301で受信した信号を $R_{x1}(t)$ 、アンテナ311で受信した信号を $R_{x2}(t)$ 、アンテナ3105で受信した信号を $R_{x3}(t)$ とし、各送受信アンテナ間での伝搬変動をそれぞれ $h_{11}(t)$ 、 $h_{12}(t)$ 、 $h_{13}(t)$ 、 $h_{21}(t)$ 、 $h_{22}(t)$ 、 $h_{23}(t)$ 、 $h_{31}(t)$ 、 $h_{32}(t)$ 、 $h_{33}(t)$ とすると、次式の関係式が成立する。ただし、 t は時間とする。

[数2]

$$\begin{pmatrix} R_{x1}(t) \\ R_{x2}(t) \\ R_{x3}(t) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} h_{11}(t) & h_{12}(t) & h_{13}(t) \\ h_{21}(t) & h_{22}(t) & h_{23}(t) \\ h_{31}(t) & h_{32}(t) & h_{33}(t) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} T_{xa}(t) \\ T_{xb}(t) \\ T_{xc}(t) \end{pmatrix} \quad \dots\dots\dots (2)$$

[0158] 変調信号Cのチャンネル変動推定部3101は、逆拡散後のベースバンド信号306を入力とし、例えば、図31のフレーム構成における変調信号Cのチャンネル推定シンボル3001を用いてチャンネル変動を推定し、これにより得た変調信号Cのチャンネル変動

信号3102を信号処理部3117に送出する。同様に、変調信号Cのチャネル変動推定部3103は、逆拡散後のベースバンド信号316を入力とし、例えば、図31のフレーム構成における変調信号Cのチャネル推定シンボル3001を用いてチャネル変動を推定し、これにより得た変調信号Cのチャネル変動信号3104を信号処理部3117に送出する。

[0159] また無線部3107は、アンテナ3105で受信した受信信号3106を入力とし、受信信号3106に周波数変換、直交復調などを施し、これにより得たベースバンド信号3108を逆拡散部3109に送出する。逆拡散部3109は、ベースバンド信号3108を逆拡散し、これにより得た逆拡散後のベースバンド信号3110を出力する。

[0160] 変調信号Aのチャネル変動推定部3111は、逆拡散後のベースバンド信号3110を入力とし、例えば、図31のフレーム構成における変調信号Aのチャネル推定シンボル201を用いてチャネル変動を推定し、これにより得た変調信号Aのチャネル変動信号3112を信号処理部3117に送出する。同様に、変調信号Bのチャネル変動推定部3113は、逆拡散後のベースバンド信号3110を入力とし、例えば、図31のフレーム構成における変調信号Bのチャネル推定シンボル203を用いてチャネル変動を推定し、これにより得た変調信号Bのチャネル変動信号3114を信号処理部3117に送出する。同様に、変調信号Cのチャネル変動推定部3115は、逆拡散後のベースバンド信号3110を入力とし、例えば、図31のフレーム構成における変調信号Cのチャネル推定シンボル3001を用いてチャネル変動を推定し、これにより得た変調信号Cのチャネル変動信号3116を信号処理部3117に送出する。

[0161] 信号処理部3117は、逆拡散後のベースバンド信号306、316、3110、変調信号Aのチャネル変動信号308、318、3112、変調信号Bのチャネル変動信号310、320、3114、変調信号Cのチャネル変動信号3102、3104、3116を入力とし、これらを用いて変調信号A、B、Cの検波、検波などを行うことにより、変調信号Aのデジタル信号322、変調信号Bのデジタル信号323、変調信号Cのデジタル信号3118を得る。

[0162] 信号処理部3117の一つの構成例を図33に示す。また信号処理部3117の別の構成例を図34に示す。

- [0163] 先ず図33の構成について説明する。図5との対応部分に同一符号を付して示す図33において、信号処理部3117の部分ビット復調部3230の分離部3201は、変調信号Aのチャネル変動信号308、318、3112、変調信号Bのチャネル変動信号310、320、3114、変調信号Cのチャネル変動信号3102、3104、3116、逆拡散後のベースバンド信号306、316、3110を入力とし、(2)式について、例えば逆行列演算やMMSE (Minimum Mean Square Error) 演算を行うことで、送信信号 $T_{xa}(t)$ 、 $T_{xb}(t)$ 、 $T_{xc}(t)$ の推定信号を得る。分離部3201は、このようにして得た変調信号Aの推定ベースバンド信号508を部分ビット判定部509に、変調信号Bの推定ベースバンド信号511を部分ビット判定部512に、変調信号Cの推定ベースバンド信号3207を部分ビット判定部3208に送出する。部分ビット判定部509、512、3208は、求めた部分ビット情報510、512、3209を送出する。
- [0164] 部分ビット判定部509、512、3208の部分ビットの判定は、例えば、変調方式が16QAMの場合、上述した図9Bや図11Bの方法を採用することで実現できる。因みに、QPSKの場合は、例えば図29のような領域分けを行うことで実現できる。ここでは、変調方式を16QAMとし、図11Bのように、4ビットのうち2ビットを判定する場合を例に、アンテナ数3の場合の実施方法について説明する。
- [0165] 異なるアンテナから同時に送信された3つの16QAM信号を受信した場合、 $16 \times 16 \times 16 = 4096$ 個の候補信号点が存在することになる。部分ビット判定部509、512、3208では変調信号A、B、Cそれぞれについて2ビットを判定するため、信号点削減部514、516、3210では4096個の候補信号点が $4096 / 4 / 4 / 4 = 64$ 個の候補信号点に削減される。よって、尤度判定部3212では、64個の候補信号点と逆拡散後のベースバンド信号とのブランチメトリックを求め、1個の候補信号点に絞り、検波を行うことで、変調信号A、変調信号B、変調信号Cの受信デジタル信号322、323、3213を得ることになる。
- [0166] このようにして、送信アンテナ数2、受信アンテナ数2、送信変調信号数2のときと同様に、送信アンテナ数3、受信アンテナ数3、送信変調信号数3のときにおいても、部分ビット判定を行い、決定した部分ビットを用いて候補信号点を削減し、削減した候補信号点を用いて尤度判定を行うことにより、比較的少ない演算量で受信品質の良

い受信デジタル信号322、323、3213を得ることができる。

[0167] 次に、図34の構成について説明する。図34との対応部分に同一符号を付して示す図34の信号処理部3117は、制御部3301を有する。

[0168] 制御部3301は、変調信号Aのチャネル変動信号308、318、3112、変調信号Bのチャネル変動信号310、320、3114、変調信号Cのチャネル変動信号3102、3104、3116を入力とし、例えば、変調信号Aの受信電界強度、変調信号Bの受信電界強度、変調信号Cの電界強度を推定する。そして、電界強度が最も小さい変調信号のみ部分ビット判定を行わないというような、制御情報3302を出力する。

[0169] 例えば、変調信号Aの受信電界強度が最も小さかったものとする。すると、変調信号Aの部分ビット判定部509は、ビット判定を行わないように制御される。つまり決定したビットは0ビットということになる。一方、変調信号Bの部分ビット判定部512、変調信号Cの部分ビット判定部3208は、それぞれ2ビット判定するように制御される。そして、信号点削減部514、516、3210は、変調信号Aの決定された0ビット(つまりどのビットも決定されていない)、変調信号Bの決定された2ビット、変調信号Cの決定された2ビットを用いて、4096個の候補信号点を $4096/4/4=256$ 個の候補信号点に削減する。尤度判定部3212では、256個の候補信号点と逆拡散後のベースバンド信号とのブランチメトリックを求め、1個の候補信号点に絞り、検波を行うことで、変調信号A、変調信号B、変調信号Cの受信デジタル信号322、323、3213を得る。

[0170] このように、各変調信号の受信品質に基づいて、どの変調信号の部分ビットを信号点削減に用いるかを選択するようにしたことにより、単純に全ての変調信号の部分ビットを信号点削減に用いる場合と比較して(例えば図33のような構成と比較して)、一段と誤り率特性の良い受信デジタル信号を得ることができるようになる。

[0171] つまり、単純に全ての変調信号の部分ビット判定結果を用いて、候補信号点を削減すると、受信品質(この実施の形態の場合には受信電界強度)の低い変調信号の部分ビット判定結果の誤る確率が高くなり、これに伴って的確な候補信号点の削減もできなくなる確率も高くなる。この結果、最終的な受信デジタル信号の誤り率特性の劣化を招くおそれがある。本実施の形態では、これを考慮して、受信品質の良い変調信号の部分ビット判定結果のみ用いて信号点削減を行うようになされている。

- [0172] かくして本実施の形態によれば、各変調信号の受信品質に基づいて、信号点削減部514、516、3210での候補信号点削減に、どの変調信号の部分ビットを用いるかを制御する制御部3301を設けたことにより、一段と誤り率特性の良い受信デジタル信号322、323、3213を得ることができるようになる。
- [0173] なお本実施の形態では、受信品質のパラメータとして、受信電界強度を用いる場合を例に説明したが、これに限ったものではなく、例えば、逆行列演算やMMSE演算後の各変調信号のキャリアパワー帯雑音電力比を求め、これを各変調信号の受信品質のパラメータとしてもよい。
- [0174] また本実施の形態では、2つの変調信号のみ部分ビットを判定する例について説明したが、1つの変調信号のみ部分ビットを判定しても同様に実施することができる。
- [0175] さらに、部分ビットとして判定するビット数を受信品質の優先順位により異なるようにしてもよい。例えば、「変調信号Aの受信電界強度 > 変調信号Bの受信電界強度 > 変調信号Cの受信電界強度」の関係が成立していた場合、変調信号Aの部分ビット判定部では2ビットを決定し、変調信号Bの部分ビット判定部では1ビットを決定し、変調信号Cの部分ビット判定部では0ビットを決定するというような、部分ビット判定を行っても、良好な誤り率特性と低演算規模との両立を図ることができる。
- [0176] つまり、各変調信号の受信品質に基づいて、制御部3301によって、信号点削減部514、516、3210での信号点削減に、各変調信号の部分ビットを何ビット用いるかを制御すると、一段と誤り率特性の良い受信デジタル信号322、323、3213を得ることができるようになる。
- [0177] また本実施の形態では、変調方式として16QAMを用いた場合について説明したが、他の変調方式を用いた場合でも同様の効果を得ることができる。
- [0178] また本実施の形態では、送信アンテナ数3、受信アンテナ数3、送信変調信号数3のときを例に説明したが、送信アンテナ数 n 、受信アンテナ数 n 、送信信号数 n 、($n \geq 2$)の場合に広く適用することができる。例えば、送信アンテナ数2、受信アンテナ数2、送信変調信号数2の場合には、変調信号Aの受信電界強度 > 変調信号Bの受信電界強度のとき、変調信号Aに対しては2ビットの部分ビットを判定し、変調信号Bに対しては1ビットあるいは0ビットの部分判定を行い、その後、尤度判定を行うことで残

りのビットを含め判定するようにすればよい。

[0179] さらに本実施の形態では、符号化を行わない場合を例に説明したが、誤り訂正符号化を適用した際に、本実施の形態の判定方法を利用しても同様の効果を得ることができる。

[0180] 因みに、変調信号A、変調信号Bの部分ビットを決定し、この部分ビットを用いて削減した候補信号点からブランチメトリック BM_{AB} を得、変調信号A、変調信号Cの部分ビットを決定し、この部分ビットを用いて削減した候補信号点からブランチメトリック BM_{AC} を得、変調信号B、変調信号Cを決定し、この部分ビットを用いて削減した候補信号点からブランチメトリック BM_{BC} を得て、これらのブランチメトリック BM_{AB} 、 BM_{AC} 、 BM_{BC} を用いて判定を行うことで、変調信号A、変調信号B、変調信号Cの受信デジタル信号322、323、3213を得るように方法を用いてもよい。

[0181] さらにシミュレーションを行った結果、本実施の形態で説明した、各変調信号の受信品質に応じて、信号点削減部での候補信号点削減に用いる部分ビットを制御する方法は、特に分離部3201(図34)でMMSEを行うようにすると、非常に優れた誤り率特性の受信デジタル信号322、323、3213を得ることができることが分かった。

[0182] (実施の形態8)

上述した実施の形態1では変調方式が16QAMのときの1ビット部分判定方法(図9B)について説明したが、本実施の形態では、一段と良好な誤り率特性を得ることができる1ビット部分判定方法について説明する。

[0183] 図35に、16QAMの信号点配置と受信信号の信号点の一例を示す。図中、3401から3416は16QAMの信号点(候補信号点)を示しており、3417は受信信号の信号点(受信点)を示している。また図35では、信号点3401から3416の4ビットの関係(S0, S1, S2, S3)も同時に示している。

[0184] 本実施の形態の1ビットの部分ビット判定方法では、はじめに、受信信号の信号点3417と16QAMの信号点3401から3416とのユークリッド距離を求め、最小のユークリッド距離となる16QAMの信号点を求め、その信号点で示される4ビットを求める。図35の例では、受信点3417との最小ユークリッド距離の信号点として信号点3407が検出され、その信号点3407で示される4ビットのビット列として(S0, S1, S2, S3)

$= (1, 1, 1, 1)$ が求まる。

- [0185] 次に、4ビット(S0, S1, S2, S3)のそれぞれに対し、以下のようなユークリッド距離を求める。
- [0186] ビットS0として“1”が求まったので、ビット列(S0, S1, S2, S3)のS0の位置に“0”をとる信号点を探索する。探索結果として、信号点3401、3402、3405、3406、3409、3410、3413、3414が得られる。そして、これら8つの信号点と受信点3417とのユークリッド距離を求め、最も小さいユークリッド距離 $D_{\min, S0}$ の値を求める。
- [0187] 同様に、S1として“1”が求まったので、ビット列(S0, S1, S2, S3)のS1の位置に“0”をとる信号点を探索する。探索結果として、信号点3401、3404、3405、3408、3409、3412、3413、3416が得られる。そして、これら8つの信号点と受信点3417とのユークリッド距離を求め、最も小さいユークリッド距離 $D_{\min, S1}$ の値を求める。
- [0188] 同様に、S2として“1”が求まったので、ビット列(S0, S1, S2, S3)のS2の位置に“0”をとる信号点を探索する。探索結果として、信号点3409、3410、3411、3412、3413、3414、3415、3416が得られる。そして、これら8つの信号点と受信点3417とのユークリッド距離を求め、最も小さいユークリッド距離 $D_{\min, S2}$ の値を求める。
- [0189] 同様に、S3として“1”が求まったので、ビット列(S0, S1, S2, S3)のS3の位置に“0”をとる信号点を探索する。探索結果として、信号点3401、3402、3403、3404、3413、3414、3415、3416が得られる。そして、これら8つの信号点と受信点3417とのユークリッド距離を求め、最も小さいユークリッド距離 $D_{\min, S3}$ の値を求める。
- [0190] つまり、決定されたビットSxの否定の値をとる信号点を探索し、それらの信号点と受信点3407とのユークリッド距離を求め、最も小さいユークリッド距離 $D_{\min, Sx}$ の値を求める。
- [0191] そして、 $D_{\min, S0}$ 、 $D_{\min, S1}$ 、 $D_{\min, S2}$ 、 $D_{\min, S3}$ の中で、最大値をとるものを探索する。例えば、最大値をとるものが $D_{\min, S0}$ であった場合、S0を決定する。つまり、最大値をとるものが $D_{\min, Sy}$ であった場合、Syを決定する。これにより、ビット列(S0, S1, S2, S3)の中で、最も確からしいビットを選ぶことができるようになる。
- [0192] 以上の処理をまとめると、図36のようになる。
- [0193] 先ず、ステップST0で処理を開始すると、ステップST1で受信点3417とのユークリ

ッド距離が最小の候補信号点3407を検出する。

- [0194] ステップST2では、候補信号点3407に対応するビット列(1, 1, 1, 1)に含まれるビットを1ビットずつ反転させる。ステップST3では、各反転ビット毎に、反転ビットを含む複数の候補信号点を探索する。ステップST4では、各反転ビット毎に、受信点とステップST3で探索した複数の候補信号点間での最小ユークリッド距離を検出する。ステップST5では、ステップST4で検出した各反転ビット毎の最小ユークリッド距離の中で最大のユークリッド距離を検出する。ステップST6では、ステップST5で検出した最大ユークリッド距離に対応するビットが、ステップST1で検出された候補信号点3407で表されるビット列(1, 1, 1, 1)の中で最も信頼性の高いビットであるとして、これを部分ビットとして採用する。
- [0195] つまり、ステップST2からステップST6では、ステップST1で検出した候補信号点により表されるビット列の中で最も信頼性の高いビットを決定する。そしてステップST7で処理を終了する。
- [0196] かくして本実施の形態によれば、変調信号の受信点とのユークリッド距離が最小となる候補信号点を検出し、検出した候補信号点に対応するビット列に含まれるビットを1つずつ反転し、各反転ビット毎に、反転ビットを含む複数の候補信号点を探索し、各反転ビット毎に、受信点と前記探索した複数の候補信号点との最小ユークリッド距離を検出し、前記各反転ビット毎の最小ユークリッド距離の中で最大のユークリッド距離を検出し、検出した最大ユークリッド距離に対応するビットを部分ビットとして決定するようにしたことにより、誤っている確率が非常に低い1ビットを決定することができる。
- [0197] ここで、このような1ビット判定アルゴリズムを、部分ビット判定部509、512で実行するようにすれば、誤っている確率の非常に低い部分ビット(1ビット)を決定できるので、最終的に得られる受信デジタル信号の誤り率特性も向上させることができるようになる。但し、本実施の形態の1ビット判定アルゴリズムは、上述した実施の形態で説明した構成の受信装置に用いる場合に限らず、信号点で示されるビット列の中で最も誤っている確率の小さいビットを選択したい場合に広く適用できる。
- [0198] なお本実施の形態では、16QAMを例に説明したが、他の変調方式のときも同様

にして1ビットを決定することができる。またユークリッド距離の代わりにユークリッド距離の2乗を求めても同様に実施することができる。

[0199] (他の実施の形態)

なお上述した実施の形態では、主に、本発明を、スペクトル拡散通信方式及びOFDM方式に適用する場合を例に説明したが、これに限ったものではなく、シングルキャリア方式や、OFDM方式以外のマルチキャリア方式、さらにはマルチキャリア方式とスペクトル拡散通信方式を併用した方式に対しMIMO伝送を用いた場合にも同様の効果を得ることができる。

[0200] また変調方式として主に16値の多値変調を用いた場合について説明したが、16値以外の多値変調を用いた場合にも同様の効果を得ることができる。すなわち、上述した実施の形態では、16値の多値変調信号を受信したときに、図9B、図11B、図15Bに示したようにして部分ビットを求めたが、これに限らない。例えば、1シンボルで m ビットを送信する m 値変調方式の場合、部分ビット判定により求めた k ($k < m$) ビットに基づいて m ビットを $m-k$ ビットに絞り込み(すなわち候補信号点数を削減し)、削減した候補信号点に対して尤度検波を行えば、上述した実施の形態と同様の効果を得ることができる。また部分ビットを求める場合の領域の分け方は、図9B、図11B、図15B、図17、図18、図19に限らず、別の領域分けを適用することもできる。

[0201] また上述した実施の形態では、主に、部分ビットを判定するにあたって逆行列演算を行う場合について述べたが、部分ビットの判定方法はこれに限らず、要は、尤度検波とは異なる検波方法でかつ尤度復号よりも演算量の少ない検波方法によって部分ビットを求めるようにすれば、全てのビットを尤度検波により求める場合と比較して演算量を削減できるので、上述した実施の形態と同様の効果を得ることができる。

[0202] さらに上述した実施の形態では、主に、送信アンテナ数2、受信アンテナ数2、送信信号数2の場合を例に説明したが、本発明はこれに限らず、送信アンテナ数 n 、受信アンテナ数 n 、送信信号数 n ($n \geq 3$) の装置にも適用できる。また送信アンテナ数、送信信号数よりも受信アンテナ数を多くし、分離、信号点削減を行う際に、合成又は選択ダイバーシチを行うことで、分離精度や受信品質の向上を狙った装置にも適用することができる。

- [0203] 本発明は、上述した実施の形態に限定されずに、種々変更して実施することができる。
- [0204] 本発明の受信装置の一つの態様においては、複数のアンテナからそれぞれ異なる変調信号を送信する送信装置から送信された変調信号を受信する受信装置であつて、各変調信号のチャンネル推定値を求めるチャンネル変動推定部と、尤度検波とは異なる検波方法を用いて変調信号の一部のビットのみを復調する部分ビット復調部と、復調された部分ビット及びチャンネル推定値を用いて候補信号点を削減する信号点削減部と、削減された候補信号点と受信ベースバンド信号とを用いて尤度検波を行う尤度検波部とを具備する構成を採る。
- [0205] この構成によれば、部分ビット復調部では尤度検波とは異なる検波方法を用いて一部のビットのみを復調するので、少ない演算量で部分ビットを得ることができる。また尤度検波部では、削減された候補信号点を用いて尤度検波を行うので、少ない演算量で残りのビットを精度良く求めることができる。このように、尤度検波を部分的に行うようにしているので、ユークリッド距離を求める演算回数を削減しつつ、誤り率特性の良い受信デジタル信号を得ることができるようになる。
- [0206] 本発明の受信装置の一つの態様においては、各変調信号の受信品質に基づいて、信号点削減部での候補信号点削減に、どの変調信号の部分ビットを用いるかを制御する制御部をさらに具備する構成を採る。
- [0207] この構成によれば、単純に全ての変調信号の部分ビットを用いて信号点削減を行う場合と比較して、誤っている確率が高い部分ビットを信号点削減処理に用いないようにすることができるので、よりの確な信号点削減処理を行うことができ、一段と誤り率特性の良い受信デジタル信号を得ることができるようになる。
- [0208] 本発明の受信装置の一つの態様においては、各変調信号の受信品質に基づいて、信号点削減部での信号点削減に、各変調信号の部分ビットを何ビット用いるかを制御する制御部をさらに具備する構成を採る。
- [0209] この構成によれば、単純に全ての変調信号につき同じ数だけ部分ビットを用いて信号点削減を行う場合と比較して、誤っている確率が高い部分ビットを信号点削減処理に用いないようにすることができるので、よりの確な信号点削減処理を行うことができ

、一段と誤り率特性の良い受信デジタル信号を得ることができるようになる。

- [0210] 本発明の受信装置の一つの態様においては、部分ビット復調部は、受信信号を各変調信号に分離する分離部と、分離された変調信号の受信点とのユークリッド距離が最小となる候補信号点を求め、求めた候補信号点に対応するビット列に含まれるビットを1つずつ反転し、各反転ビット毎に、反転ビットを含む複数の候補信号点を探索し、各反転ビット毎に、受信点と前記複数の候補信号点との最小ユークリッド距離を検出し、前記各反転ビット毎の最小ユークリッド距離の中で最大のユークリッド距離を検出し、検出した最大ユークリッド距離に対応する1ビットを復調部分ビットとする部分ビット判定部とを具備する構成を採る。
- [0211] この構成によれば、部分ビット判定部によって、誤っている確率の非常に低い1ビットを得ることができるので、よりの確な信号点削減処理を行うことができ、一段と誤り率特性の良い受信デジタル信号を得ることができるようになる。
- [0212] 本発明の受信装置の一つの態様においては、部分ビット復調部は、チャネル推定値を用いたチャネル推定行列の逆行列演算によって各変調信号を分離する分離部と、分離された変調信号の部分ビットを判定する部分ビット判定部とを具備する構成を採る。
- [0213] 本発明の受信装置の一つの態様においては、部分ビット判定部は、MMSE (Minimum Mean Square Error) 演算を行うことにより各変調信号を分離する分離部と、分離された変調信号の部分ビットを判定する部分ビット判定部とを具備する構成を採る。
- [0214] これらの構成によれば、尤度検波を場合と比較して、少ない演算量で部分ビットを決定することができる。
- [0215] 本発明の部分ビット判定方法の一つの態様においては、変調信号の受信点とのユークリッド距離が最小となる候補信号点を検出する最小距離候補点検出ステップと、検出した候補信号点に対応するビット列に含まれるビットを1つずつ反転するビット反転ステップと、各反転ビット毎に、反転ビットを含む複数の候補信号点を探索するステップと、各反転ビット毎に、受信点と前記探索した複数の候補信号点との最小ユークリッド距離を検出するステップと、各反転ビット毎の最小ユークリッド距離の中で最大

のユークリッド距離を検出するステップと、検出した最大ユークリッド距離に対応するビットを部分ビットとして決定するステップとを含むようにする。

[0216] この方法によれば、最小距離候補点検出ステップで検出した候補信号点により表されるビット列の中で最も信頼性の高いビットを決定できるので、誤っている確率の非常に低い1ビットを決定することができる。

[0217] 本発明の送信装置の一つの態様においては、複数のアンテナからそれぞれ異なる変調信号を送信する送信装置であって、IQ平面上で、複数の信号点セットに分割され、かつ信号点セット内の最小信号点間距離が信号点セット間の最小信号点距離よりも小さくされている信号点配置を用いて、送信ビットを信号点マッピングすることにより変調信号を得る変調部と、変調部により得られた変調信号を送信するアンテナとを具備する構成を採る。

[0218] この構成によれば、受信側で、信号セット内の信号点に共通のビットを容易かつ的確に判定できるようになる。よって、変調信号の一部のビット(部分ビット)のみを復調することが求められる受信装置にとって、非常に都合の良い送信信号を形成できる。

[0219] 本発明の送信装置の一つの態様においては、同一の信号点セット内にマッピングされる送信ビットをまとめて符号化する符号化部をさらに具備する構成を採る。

[0220] この構成によれば、受信側で、信号点セット内で共通の部分ビット単位で誤り訂正処理を行うことができるようになるので、受信側で、一段と簡易な構成で一段と誤っている可能性の低い部分ビットを得ることができるようになる。

[0221] 本発明の送信装置の一つの態様においては、符号化部は、同一の信号点セット内にマッピングされる送信ビットについては、他の送信ビットよりも誤り訂正能力の高い符号化を施す構成を採る。

[0222] この構成によれば、受信側で、一段と誤っている可能性の低い部分ビットを得ることができるようになる。

[0223] 本明細書は、2003年11月26日出願の特願2003-395219及び2004年10月1日出願の特願2004-290441に基づく。この内容は全てここに含めておく。

産業上の利用可能性

[0224] 本発明の受信装置及び送信装置は、例えばMIMO(Multiple-Input

Multiple-Output) 方式やOFDM-MIMO方式のように、複数のアンテナからそれぞれ異なる変調信号を送信する無線通信システムに広く適用できる。

請求の範囲

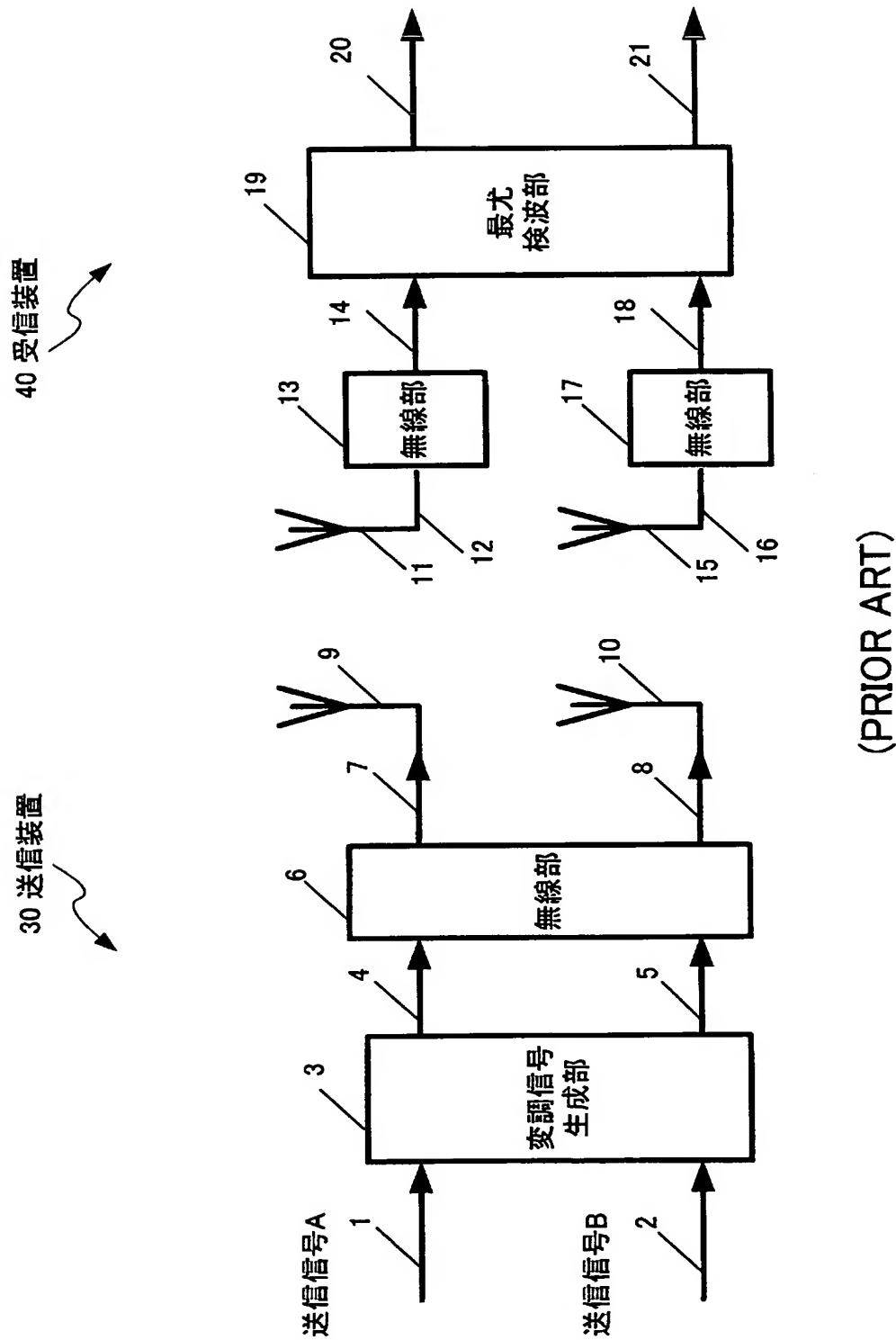
- [1] 複数のアンテナからそれぞれ異なる変調信号を送信する送信装置から送信された変調信号を受信する受信装置であって、
各変調信号のチャンネル推定値を求めるチャンネル変動推定部と、
尤度検波とは異なる検波方法を用いて前記変調信号の一部のビットのみを復調する部分ビット復調部と、
復調された部分ビット及び前記チャンネル推定値を用いて候補信号点を削減する信号点削減部と、
削減された前記候補信号点と受信ベースバンド信号とを用いて尤度検波を行う尤度検波部と
を具備する受信装置。
- [2] 各変調信号の受信品質に基づいて、前記信号点削減部での候補信号点削減に、どの変調信号の部分ビットを用いるかを制御する制御部をさらに具備する、
請求項1に記載の受信装置。
- [3] 各変調信号の受信品質に基づいて、前記信号点削減部での信号点削減に、各変調信号の部分ビットを何ビット用いるかを制御する制御部をさらに具備する、
請求項1に記載の受信装置。
- [4] 前記部分ビット復調部は、
受信信号を各変調信号に分離する分離部と、
分離された変調信号の受信点とのユークリッド距離が最小となる候補信号点を求め、求めた候補信号点に対応するビット列に含まれるビットを1つずつ反転し、各反転ビット毎に、反転ビットを含む複数の候補信号点を探索し、各反転ビット毎に、受信点と前記複数の候補信号点との最小ユークリッド距離を検出し、前記各反転ビット毎の最小ユークリッド距離の中で最大のユークリッド距離を検出し、検出した最大ユークリッド距離に対応する1ビットを前記復調部分ビットとする部分ビット判定部と
を具備する請求項1に記載の受信装置。
- [5] 前記部分ビット復調部は、
前記チャンネル推定値を用いたチャンネル推定行列の逆行列演算によって各変調信

- 号を分離する分離部と、
分離された変調信号の部分ビットを判定する部分ビット判定部と
を具備する請求項1に記載の受信装置。
- [6] 前記部分ビット判定部は、
MMSE (Minimum Mean Square Error) 演算を行うことにより各変調信号を分離する
分離部と、
分離された変調信号の部分ビットを判定する部分ビット判定部と
を具備する請求項1に記載の受信装置。
- [7] 変調信号の受信点とのユークリッド距離が最小となる候補信号点を検出する最小
距離候補点検出ステップと、
検出した候補信号点に対応するビット列に含まれるビットを1つずつ反転するビット
反転ステップと、
各反転ビット毎に、反転ビットを含む複数の候補信号点を探索するステップと、
各反転ビット毎に、受信点と前記探索した複数の候補信号点との最小ユークリッド
距離を検出するステップと、
前記各反転ビット毎の最小ユークリッド距離の中で最大のユークリッド距離を検出す
るステップと、
検出した最大ユークリッド距離に対応するビットを部分ビットとして決定するステップ
と
を含む部分ビット判定方法。
- [8] 複数のアンテナからそれぞれ異なる変調信号を送信する送信装置であって、
IQ平面上で、複数の信号点セットに分割され、かつ信号点セット内の最小信号点
間距離が信号点セット間の最小信号点距離よりも小さくされている信号点配置を用い
て、送信ビットを信号点マッピングすることにより変調信号を得る変調部と、
前記変調部により得られた変調信号を送信するアンテナと
を具備する送信装置。
- [9] 同一の信号点セット内にマッピングされる送信ビットをまとめて符号化する符号化部
をさらに具備する

請求項8に記載の送信装置。

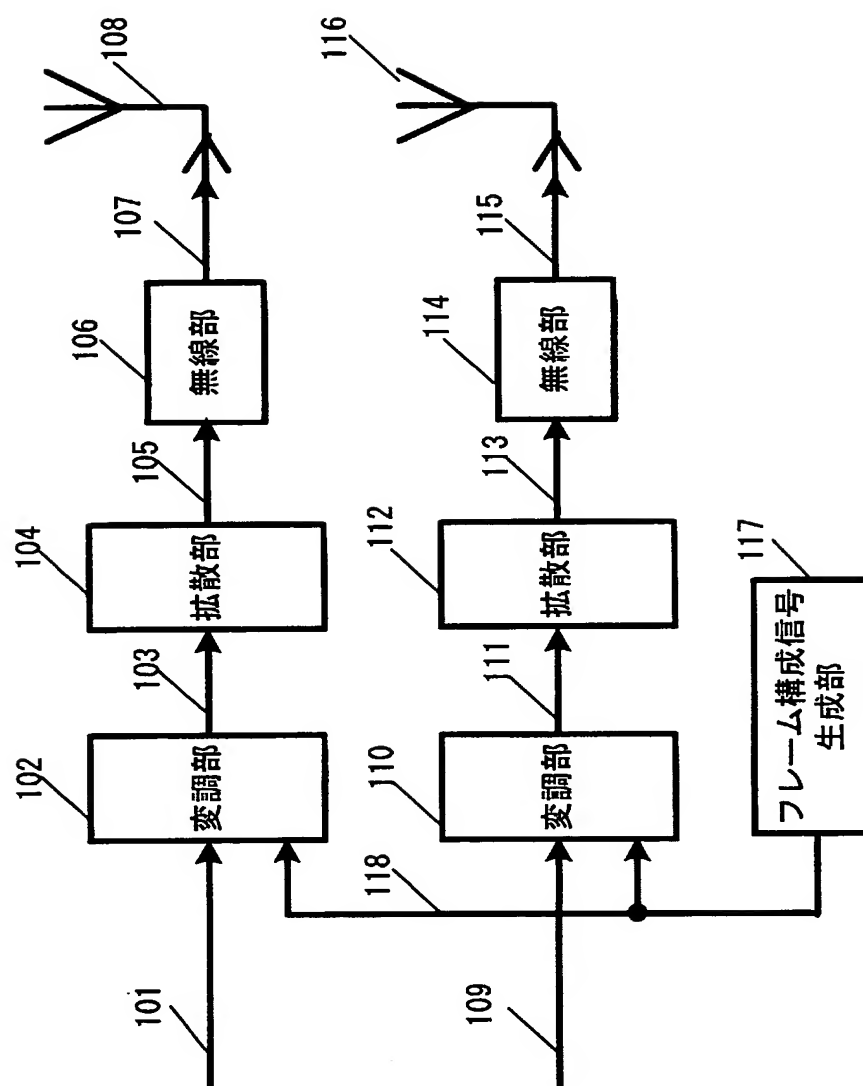
- [10] 前記符号化部は、前記同一の信号点セット内にマッピングされる送信ビットについては、他の送信ビットよりも誤り訂正能力の高い符号化を施す
請求項9に記載の送信装置。

[図1]

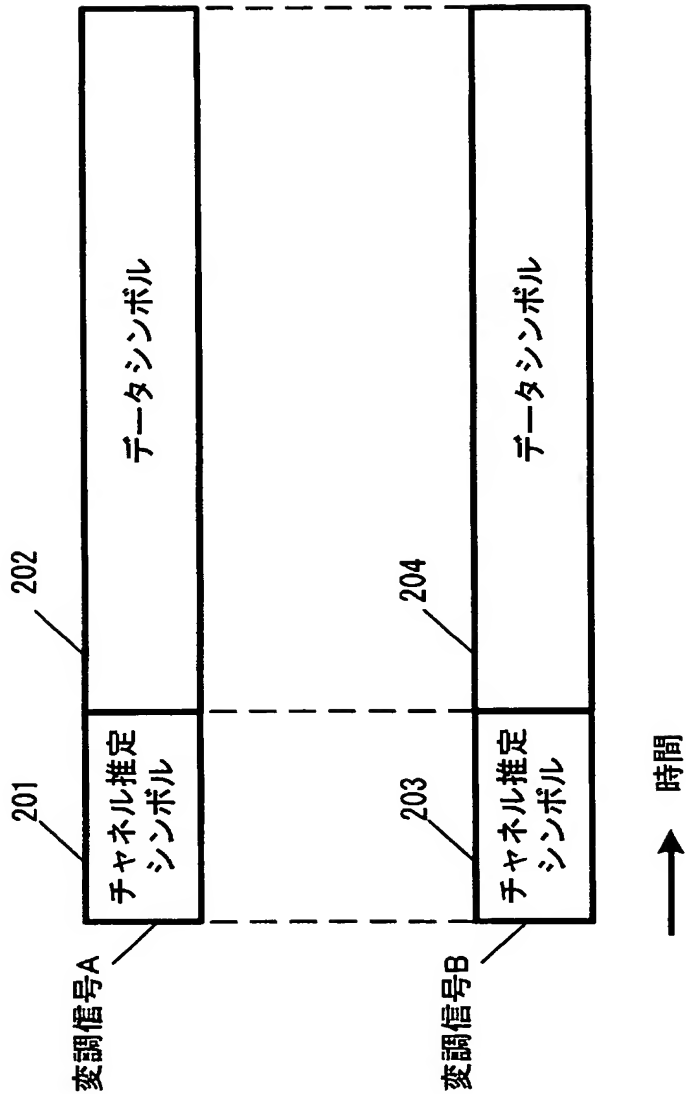


[図2]

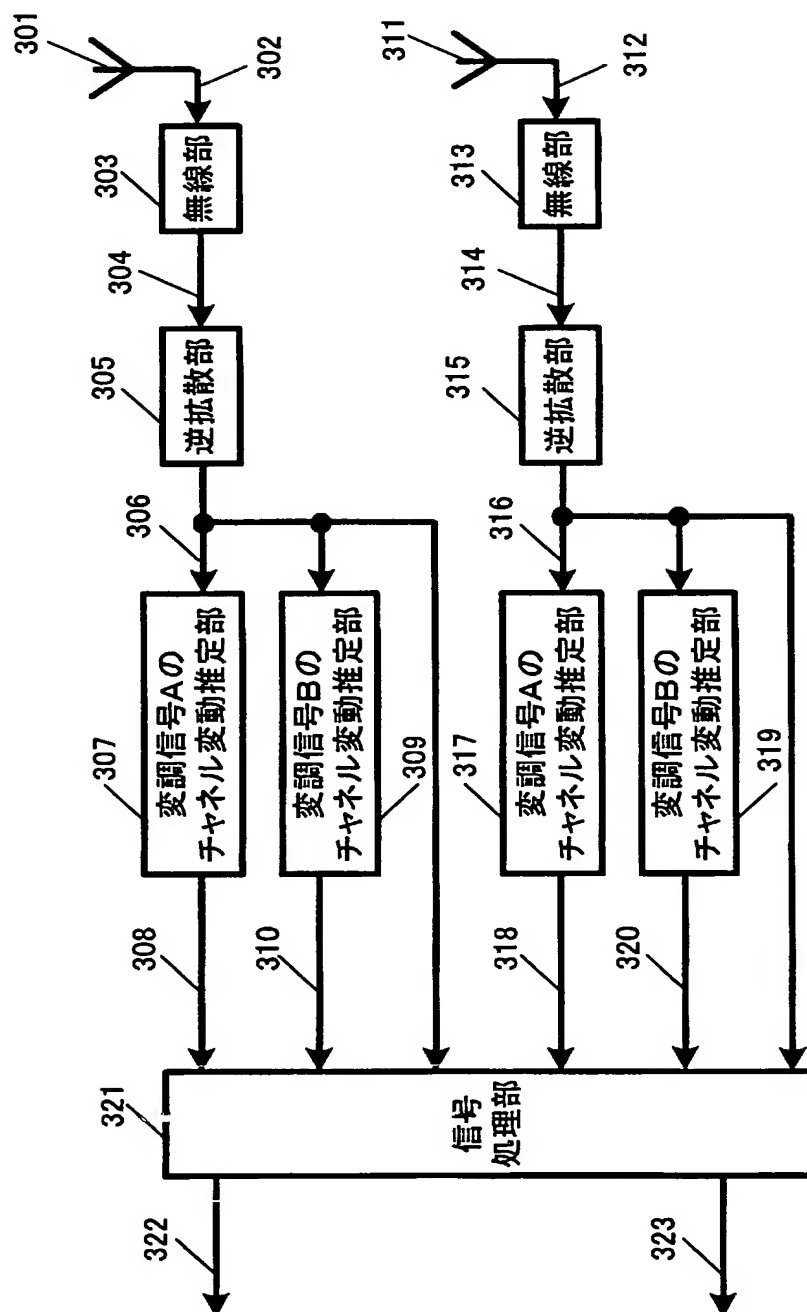
100 送信装置



[図3]

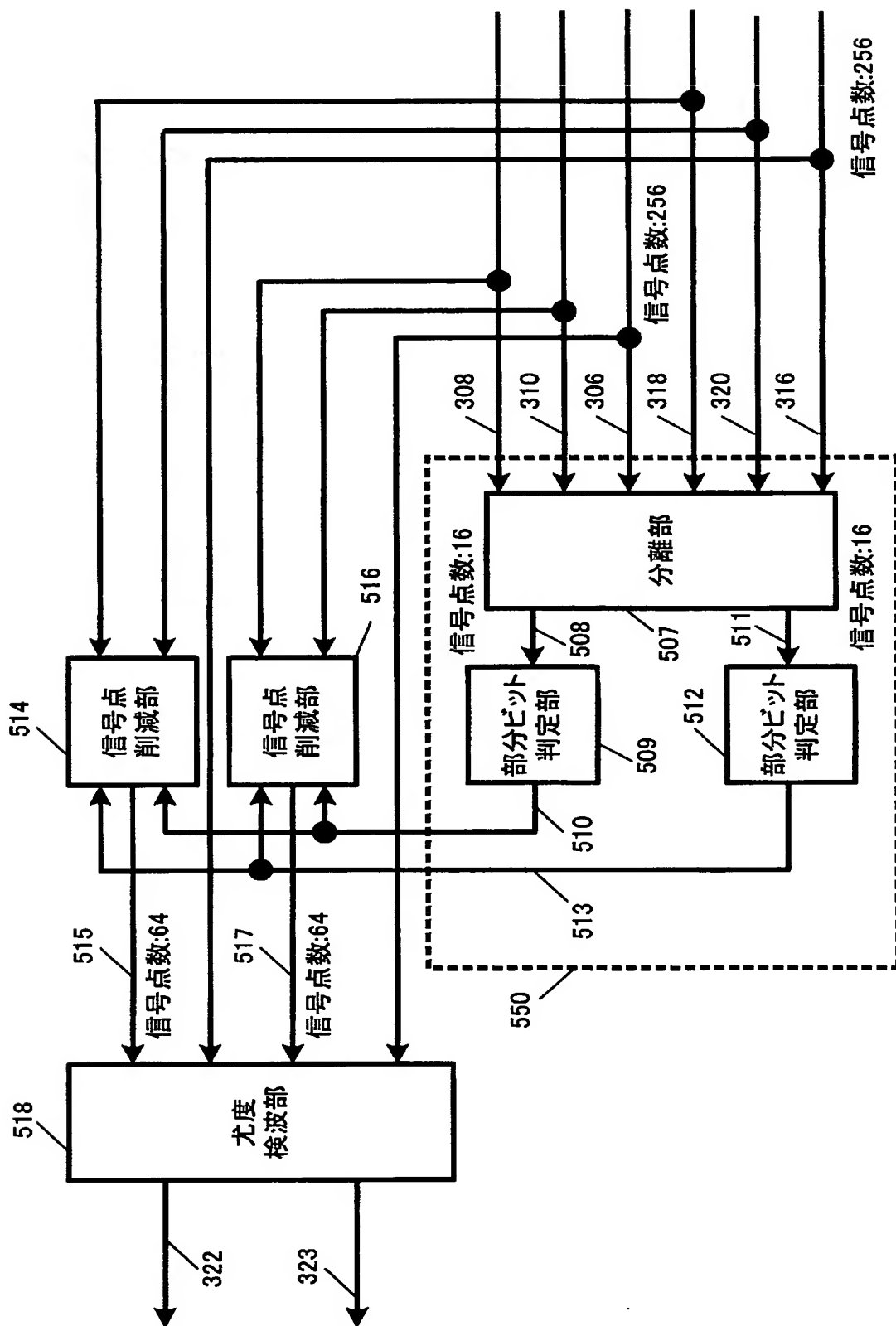


[図4]

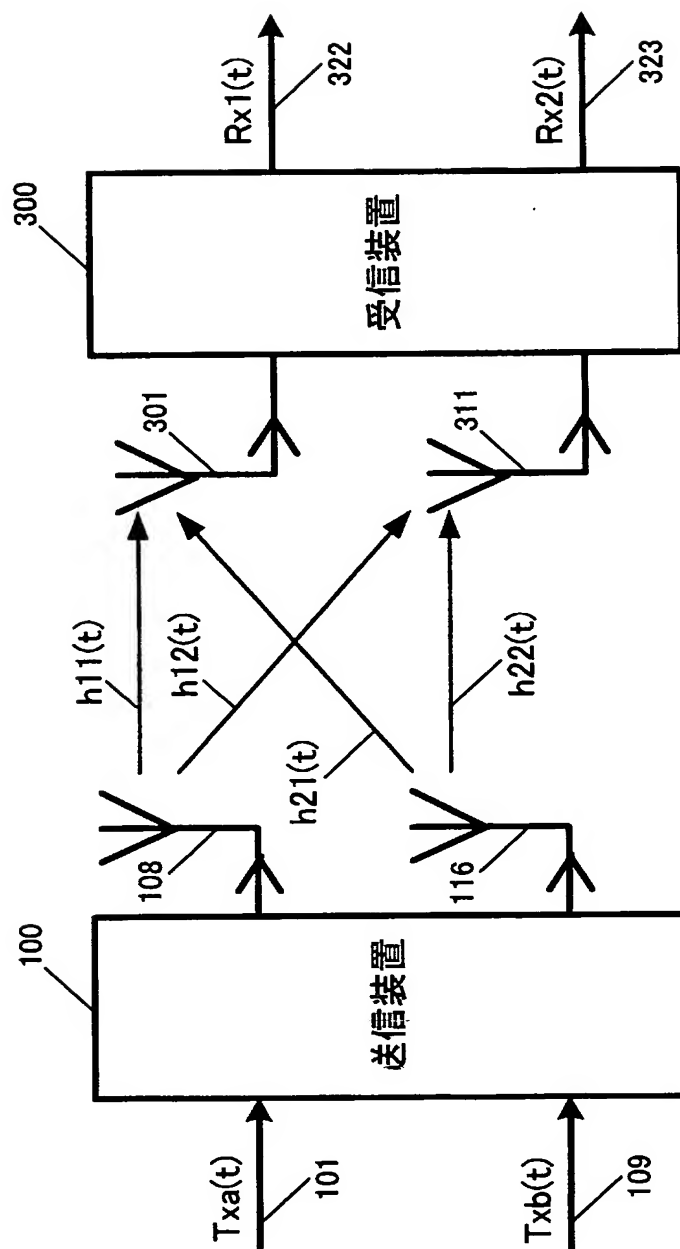
300 受信装置

[図5]

321 信号処理部



[図6]



[図7]

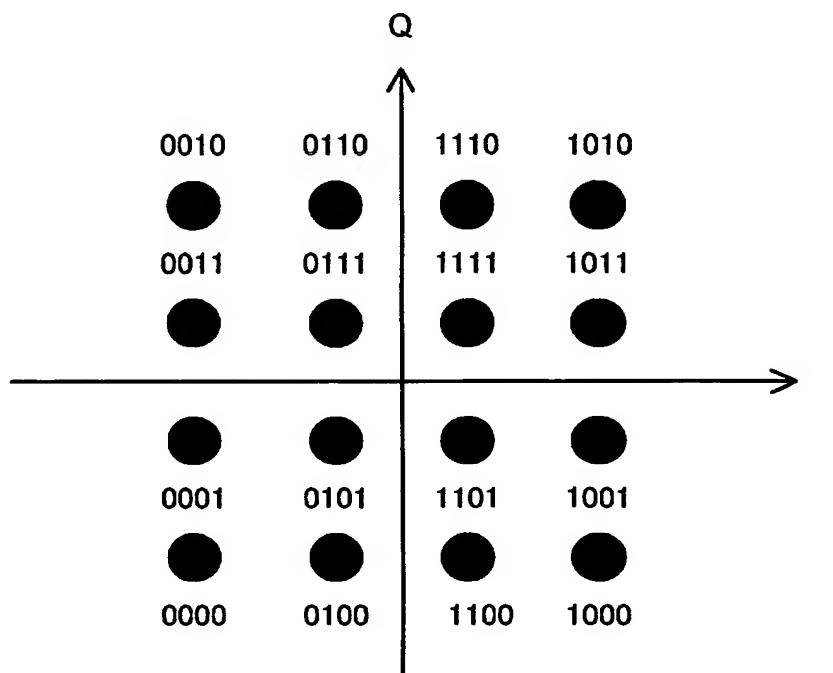


図7A

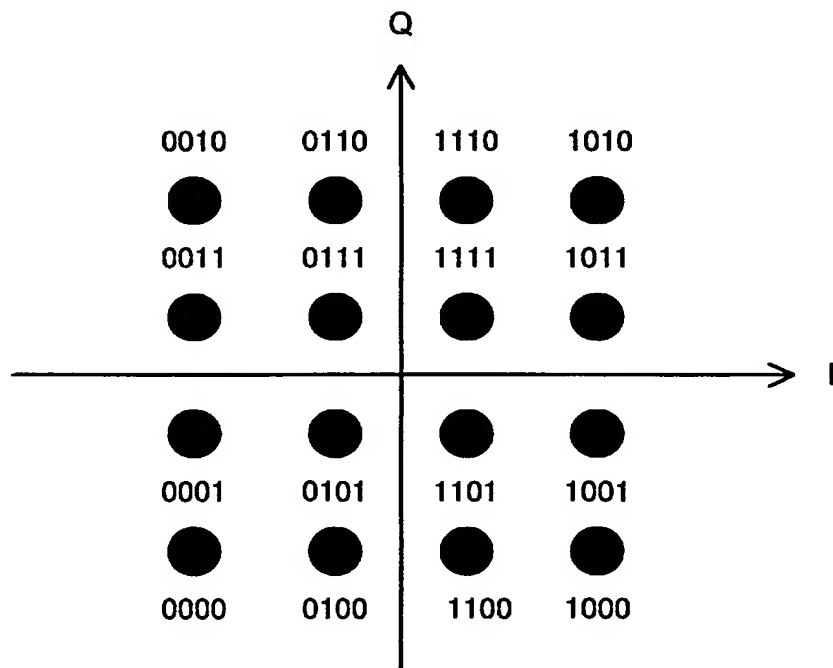
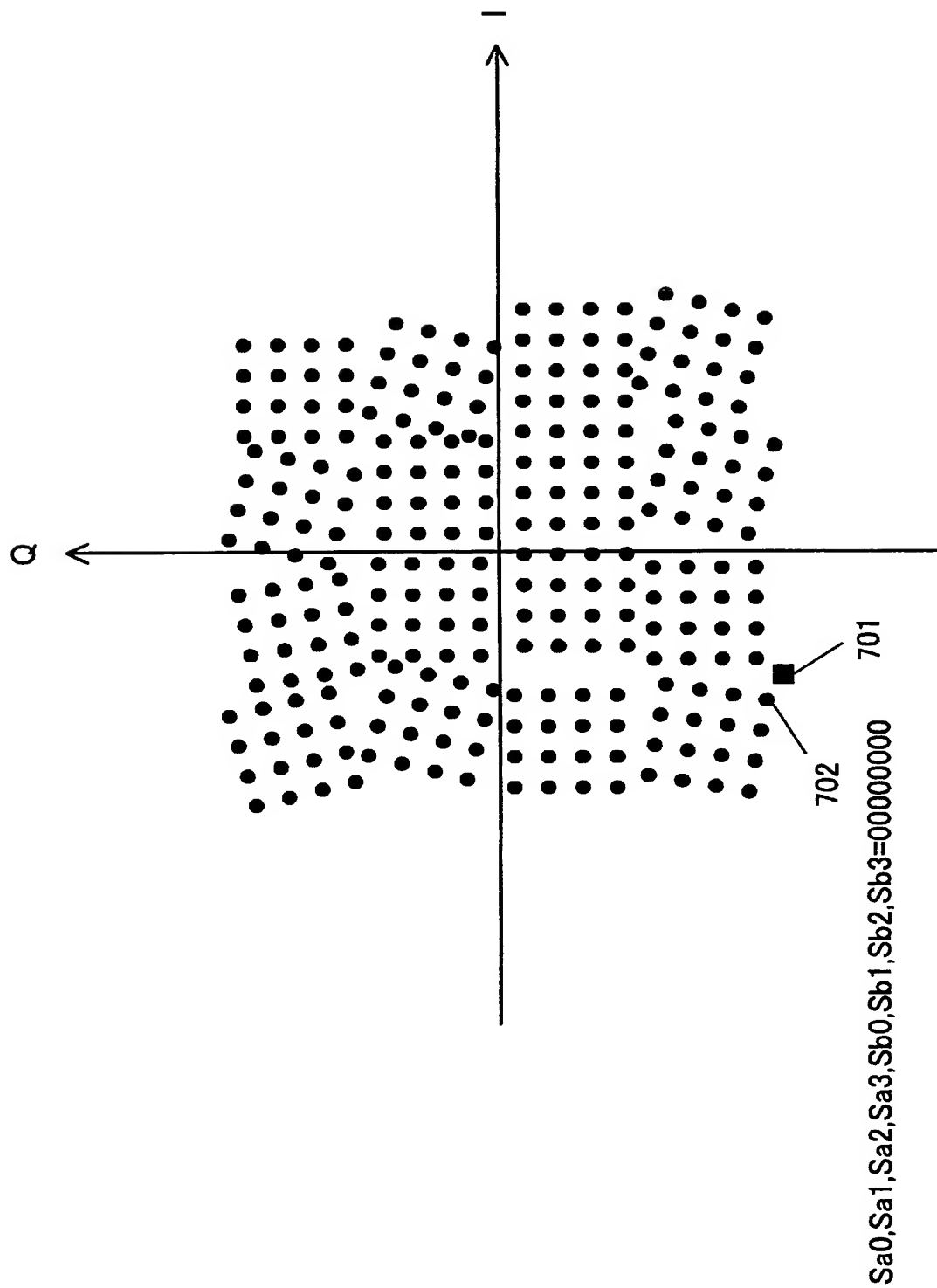


図7B

[図8]



[図9]

図9A

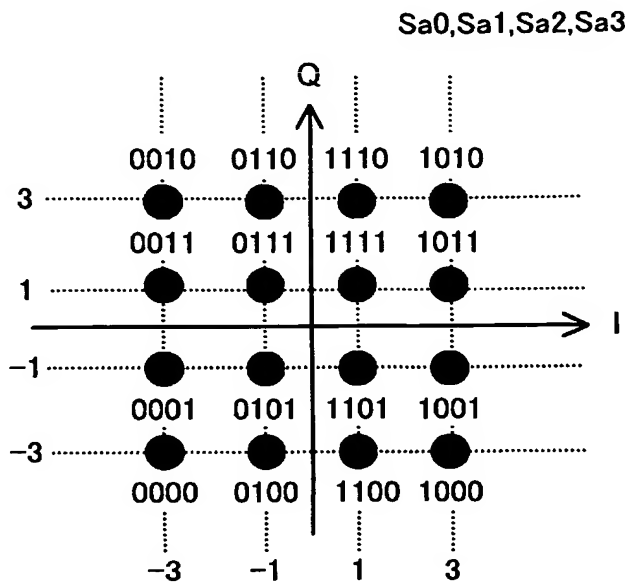
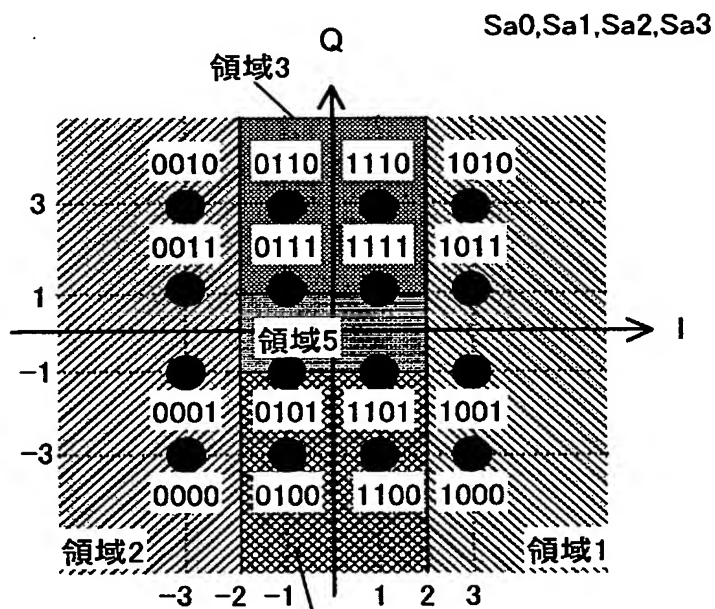


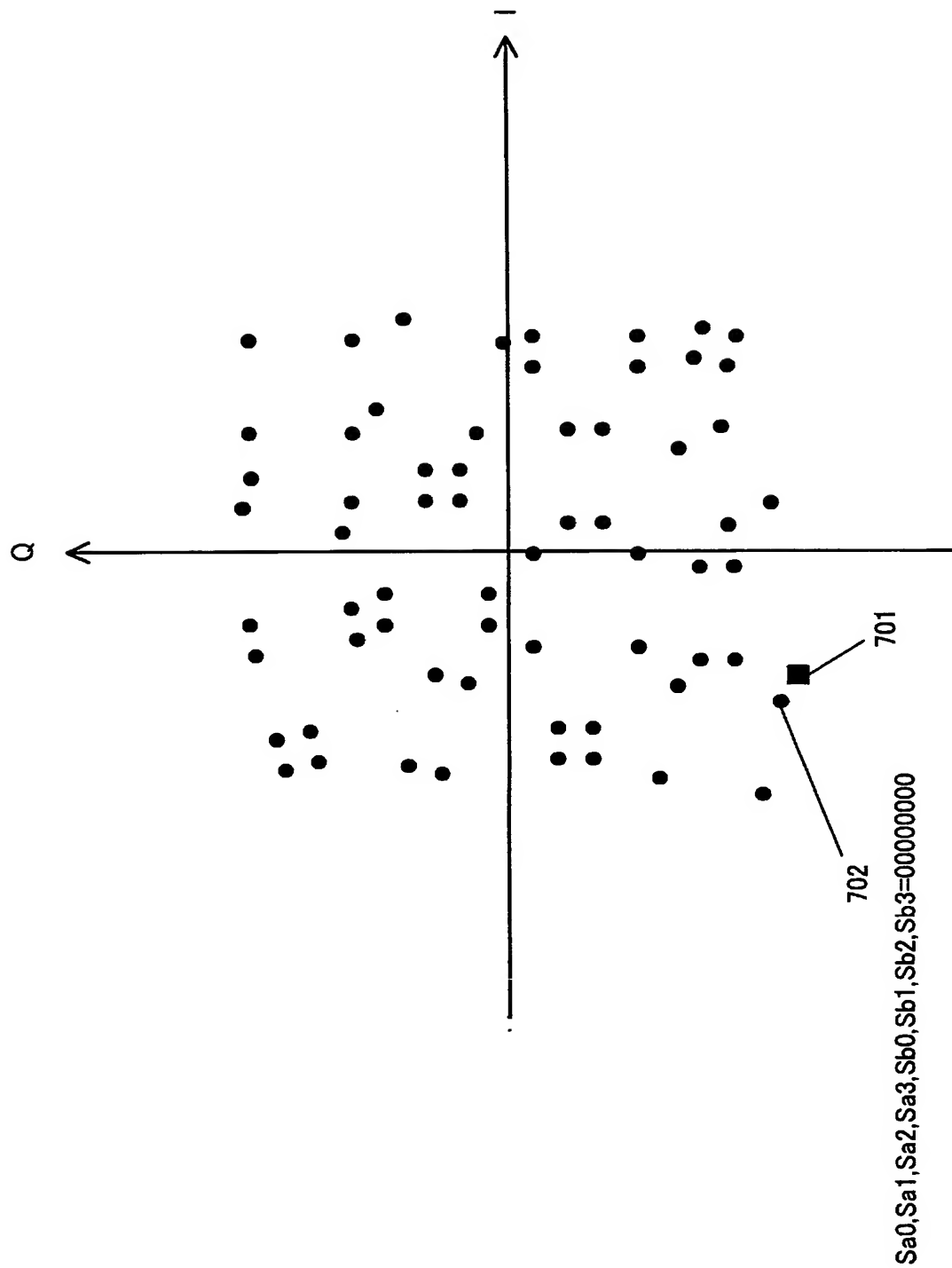
図9B



領域1 Sa0=1
 領域2 Sa0=0
 領域3 Sa2=1
 領域4 Sa2=0
 領域5 Sa3=1

領域4

[図10]



[図11]

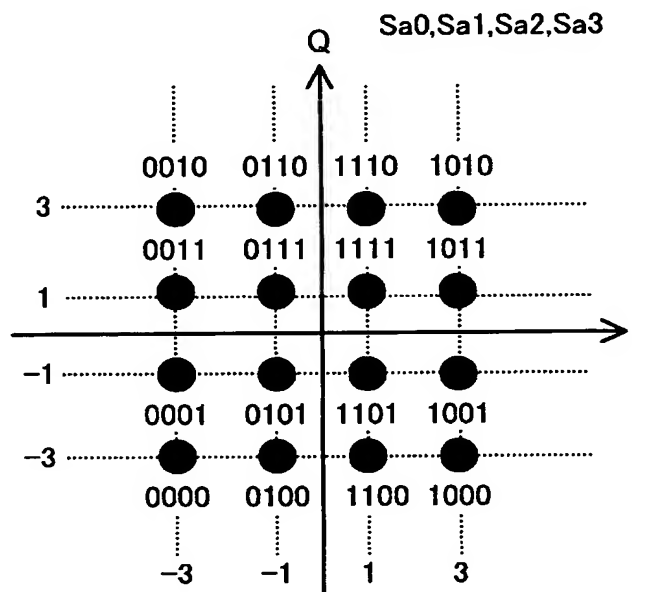


図11A

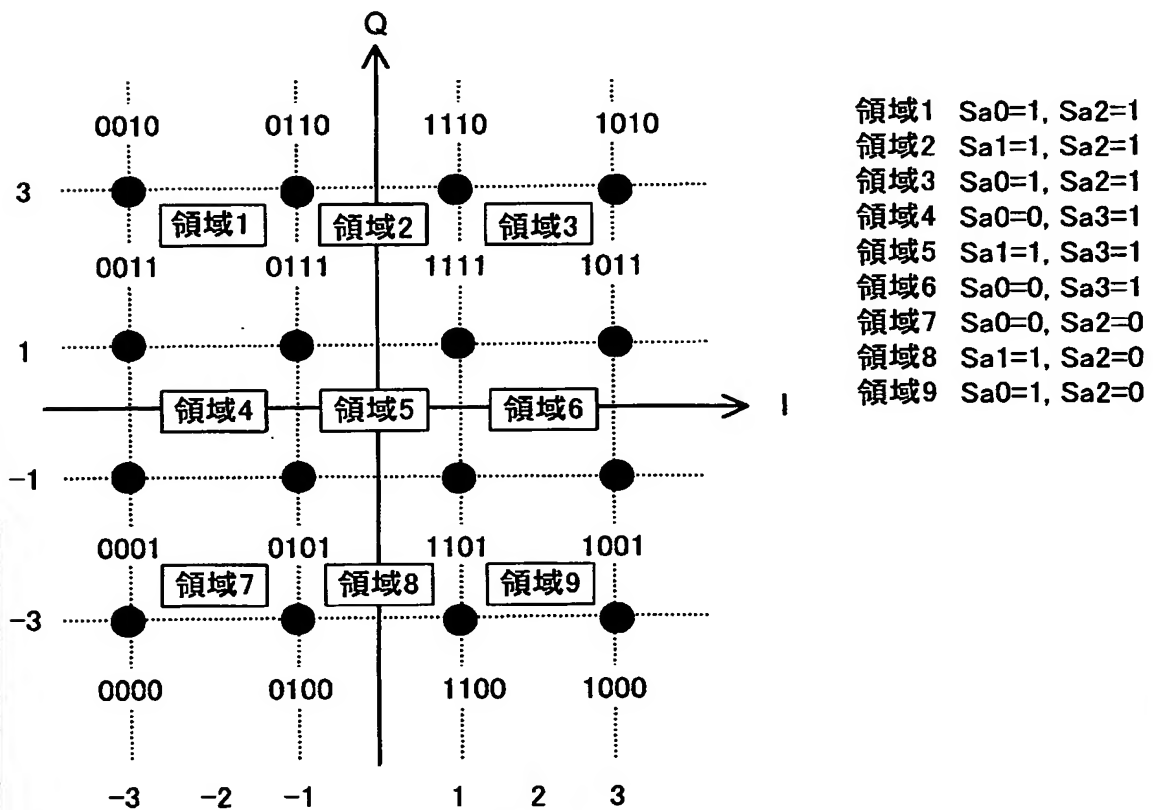
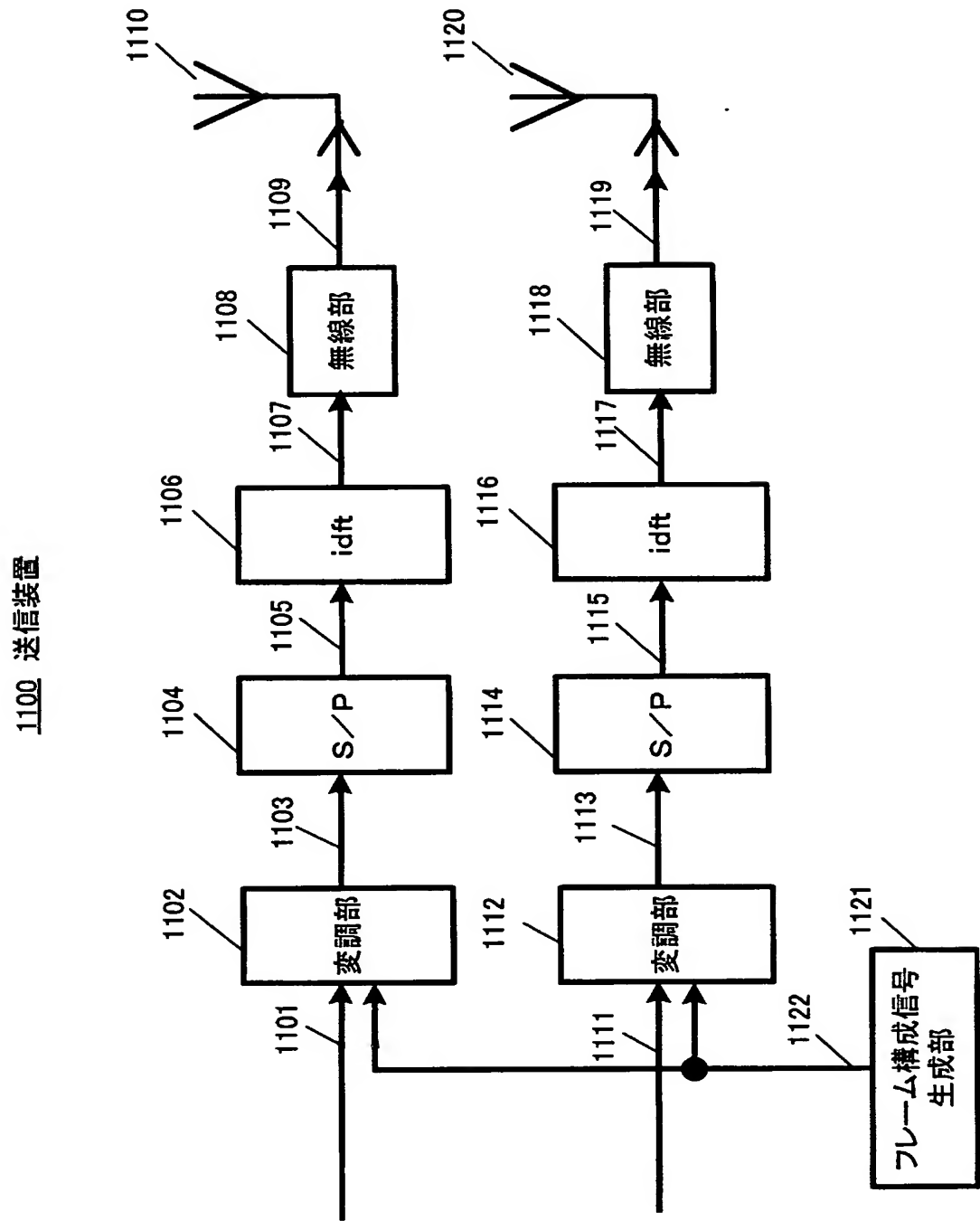


図11B

[図12]



[図13]

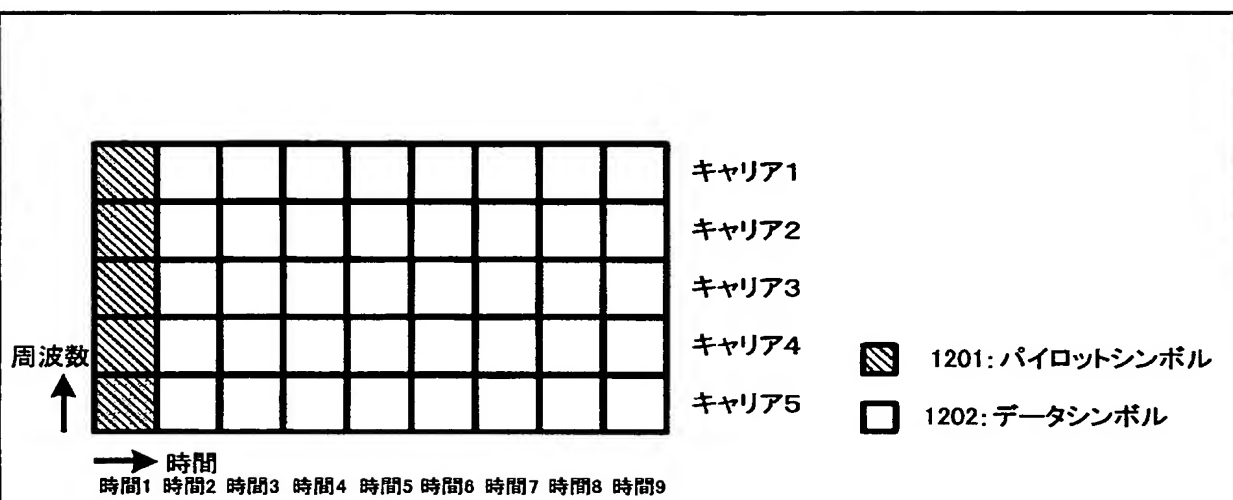


図13A

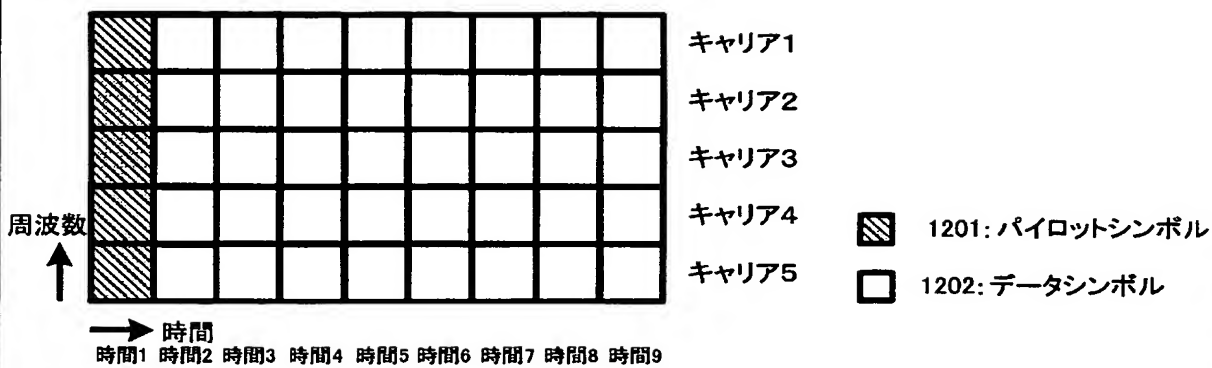
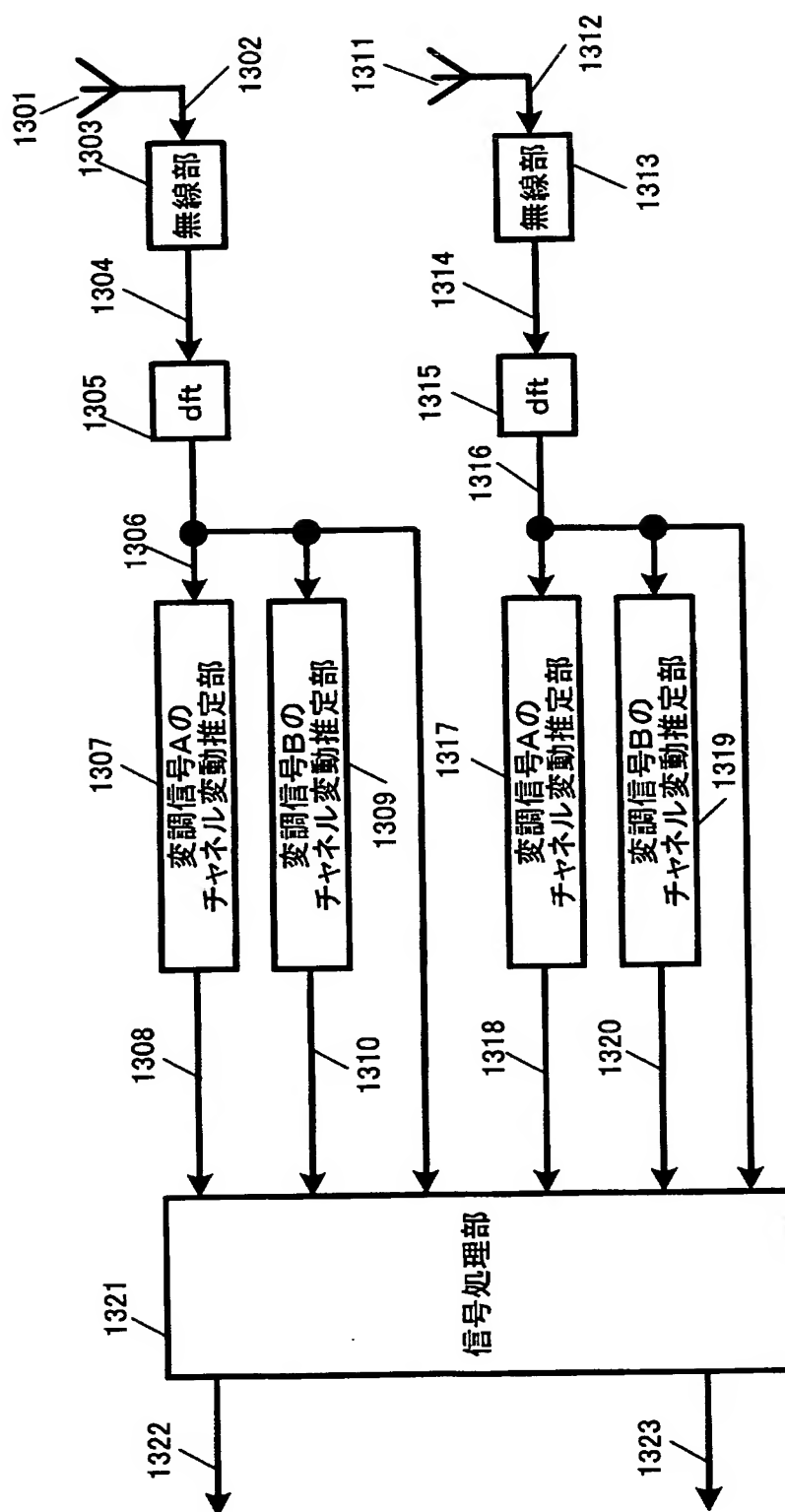


図13B

[図14]

1300 受信装置



[図15]

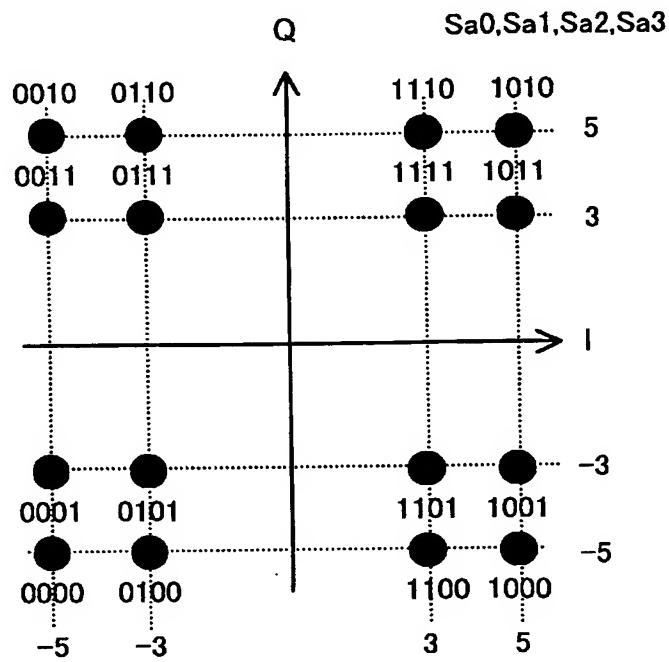


図15A

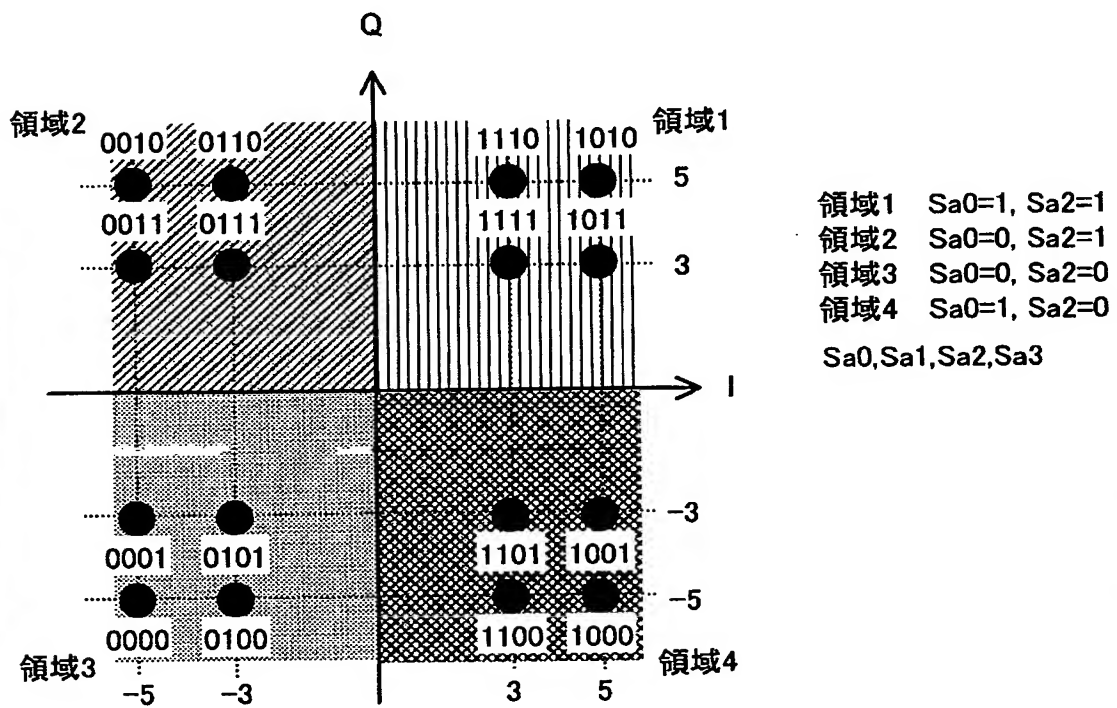
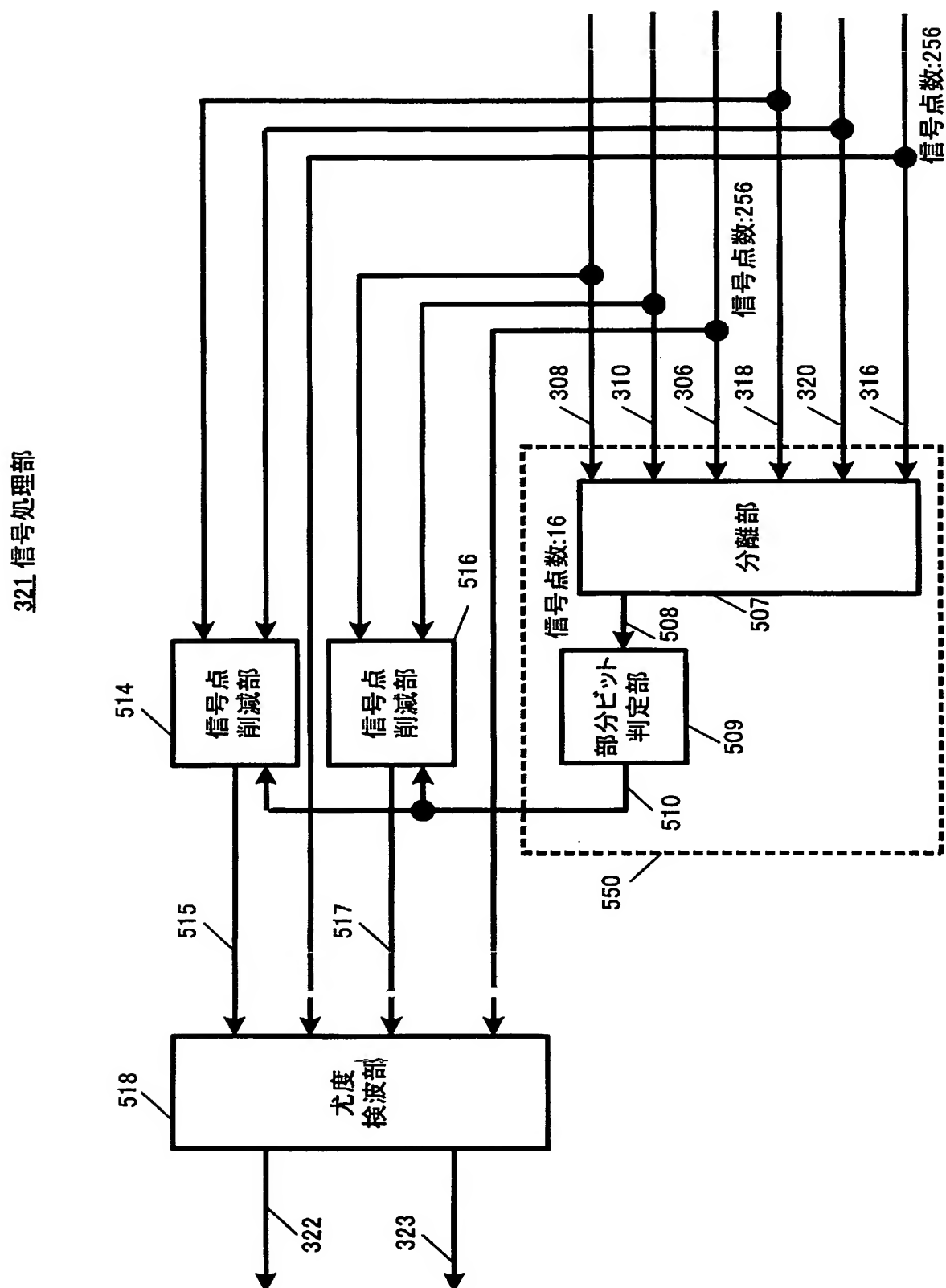


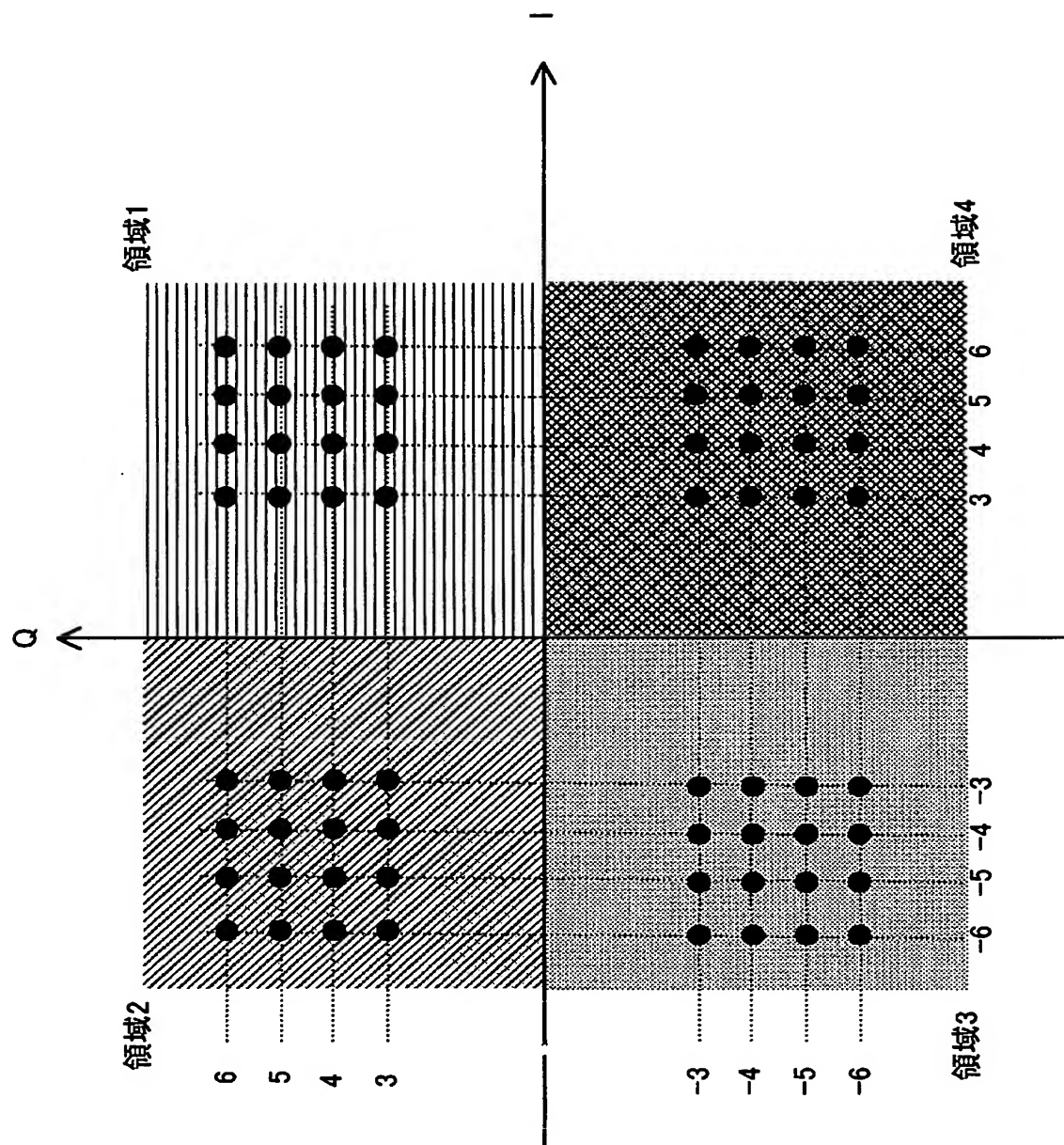
図15B

[図16]

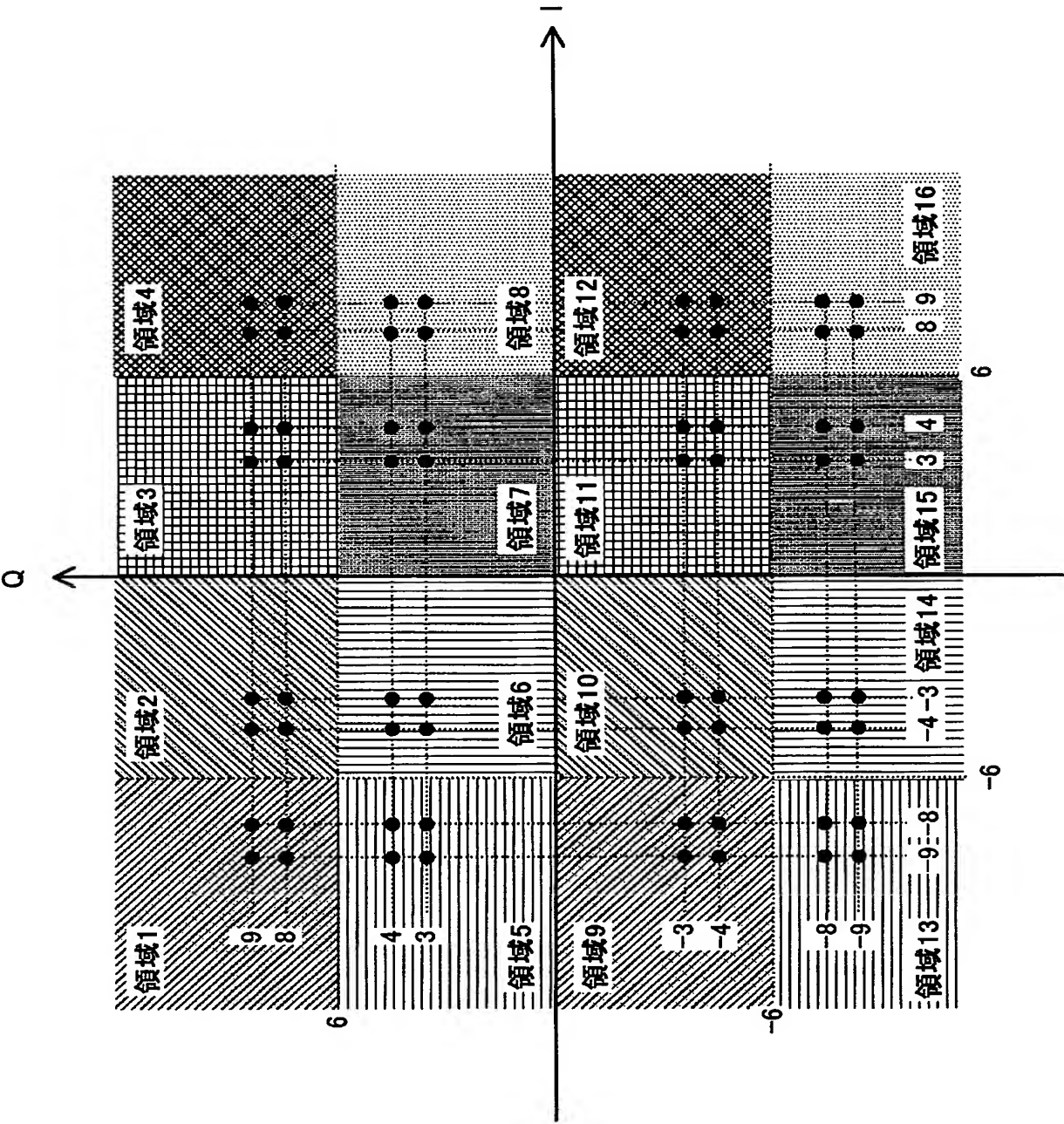


A 2D grid plot with axes labeled 'a' and 'l'. The 'a' axis ranges from -7 to 7, and the 'l' axis ranges from -7 to 7. Black dots are plotted at integer coordinates (a, l). The dots are arranged in a grid, with some dots missing at the corners, forming a pattern that resembles a cross or a plus sign.

[図18]

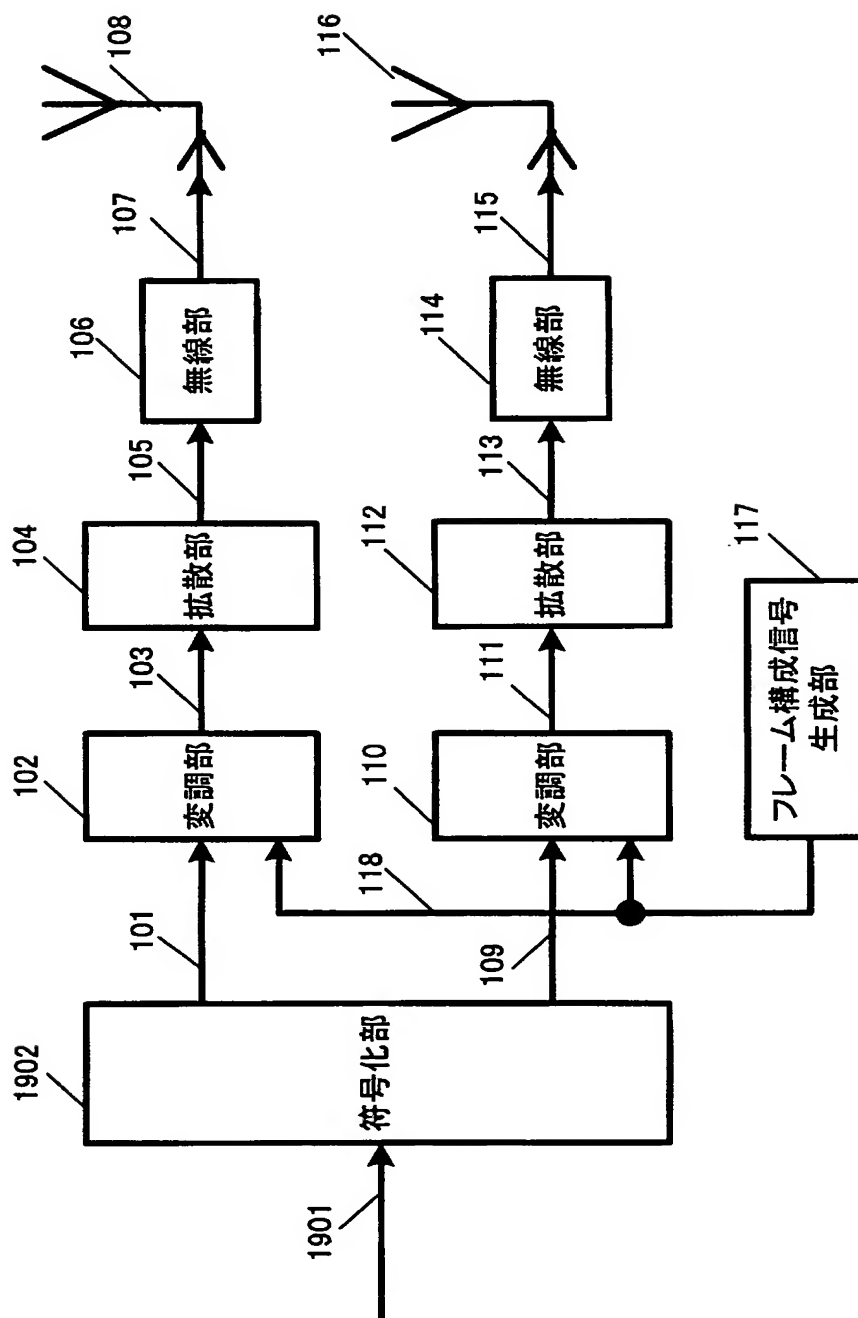


[図19]

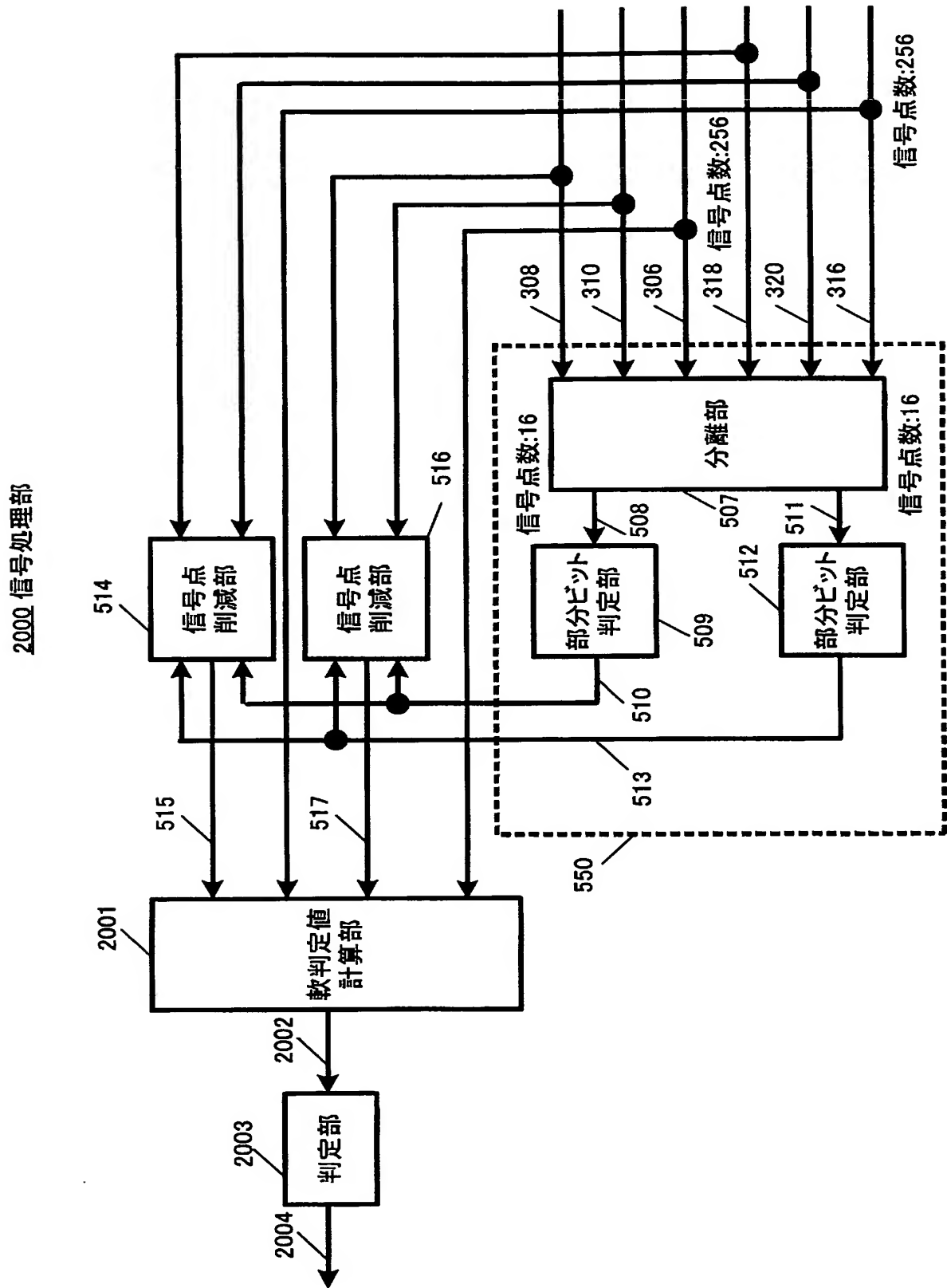


[図20]

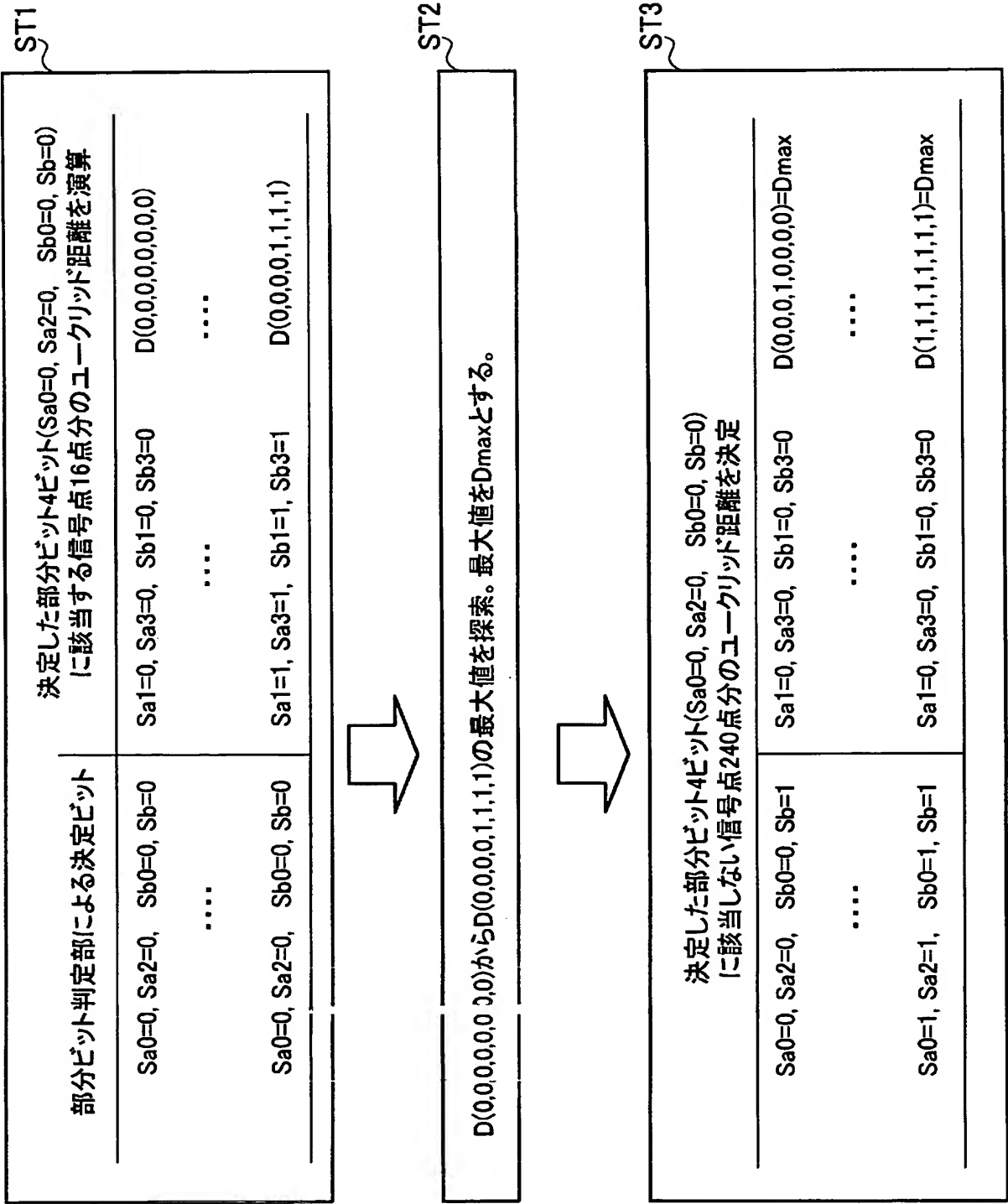
1900 送信装置



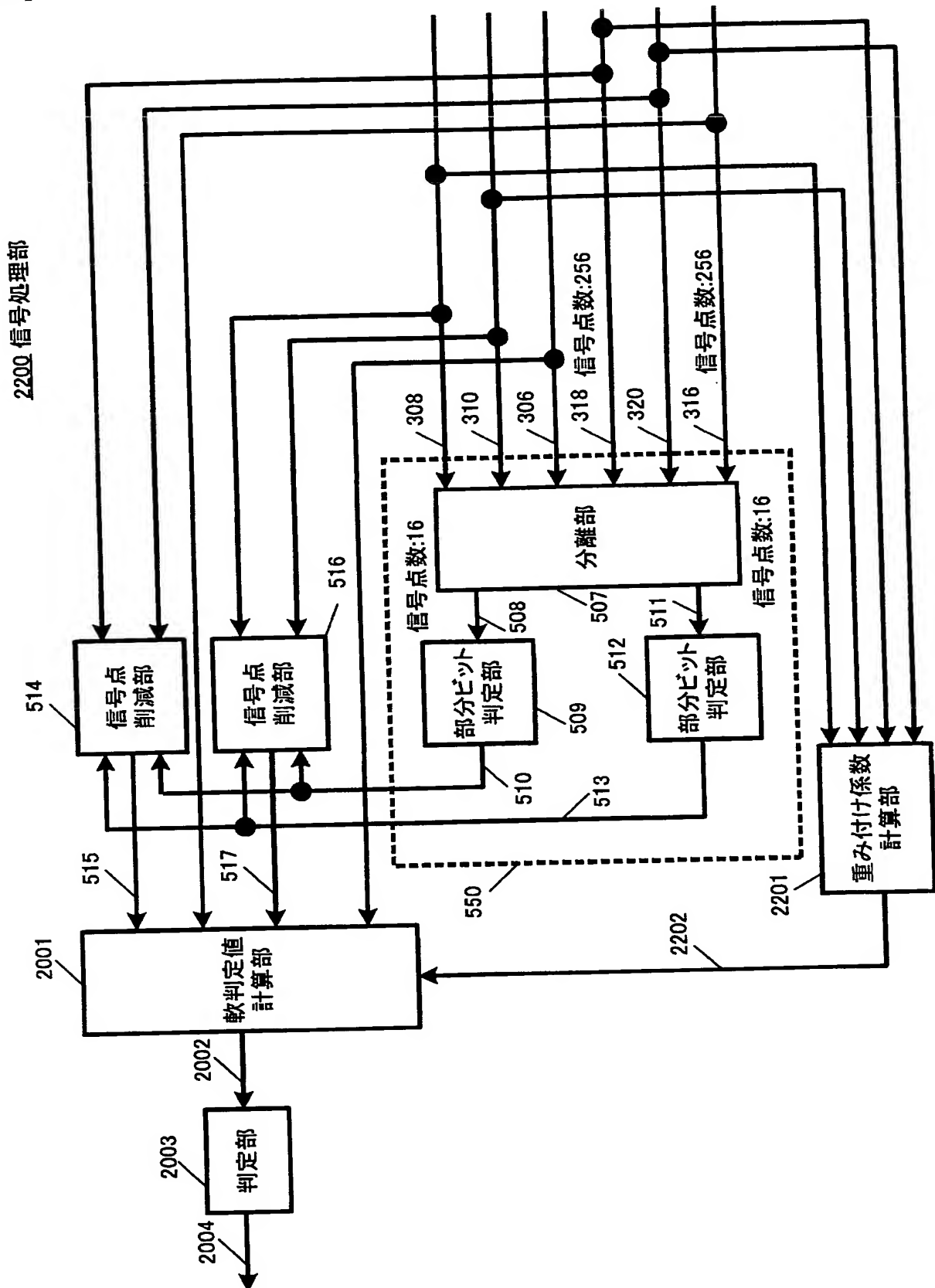
[図21]



[図22]

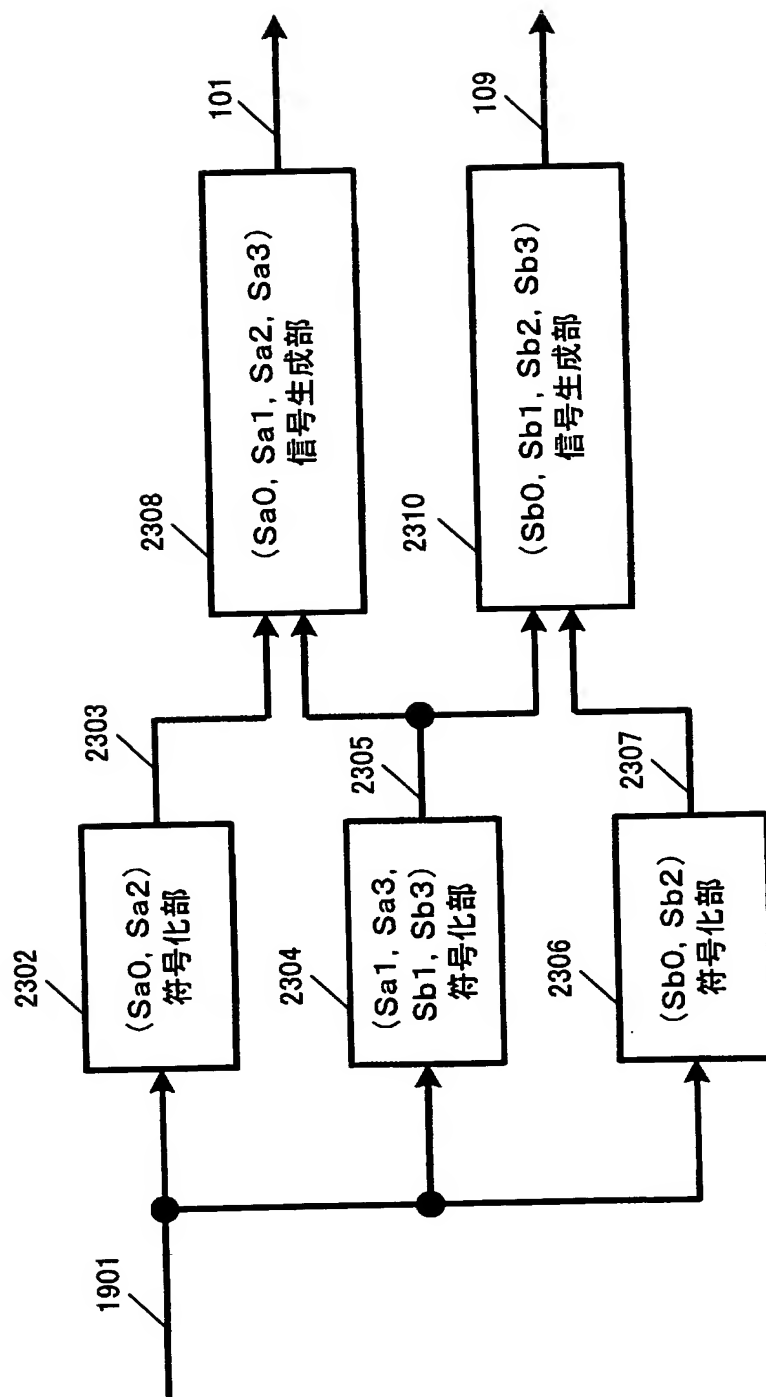


[図23]



[図24]

2300 符号化部



[図25]

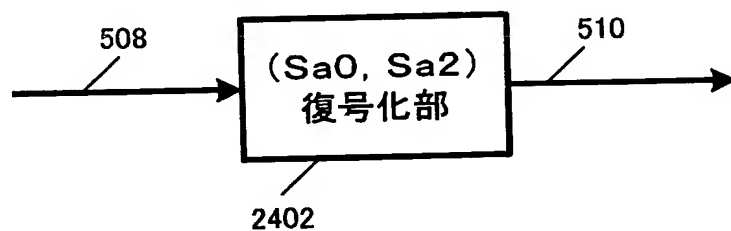


図25A

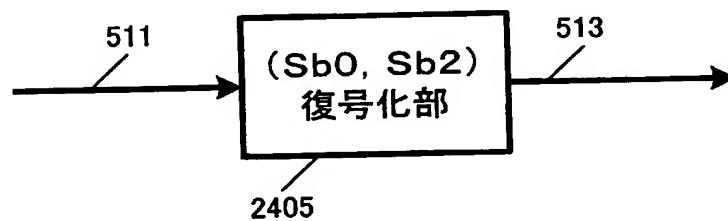


図25B

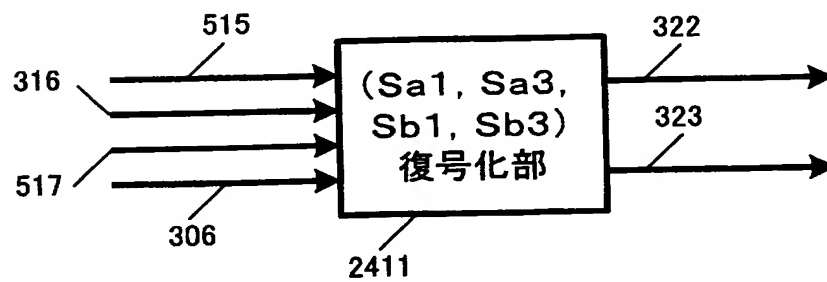
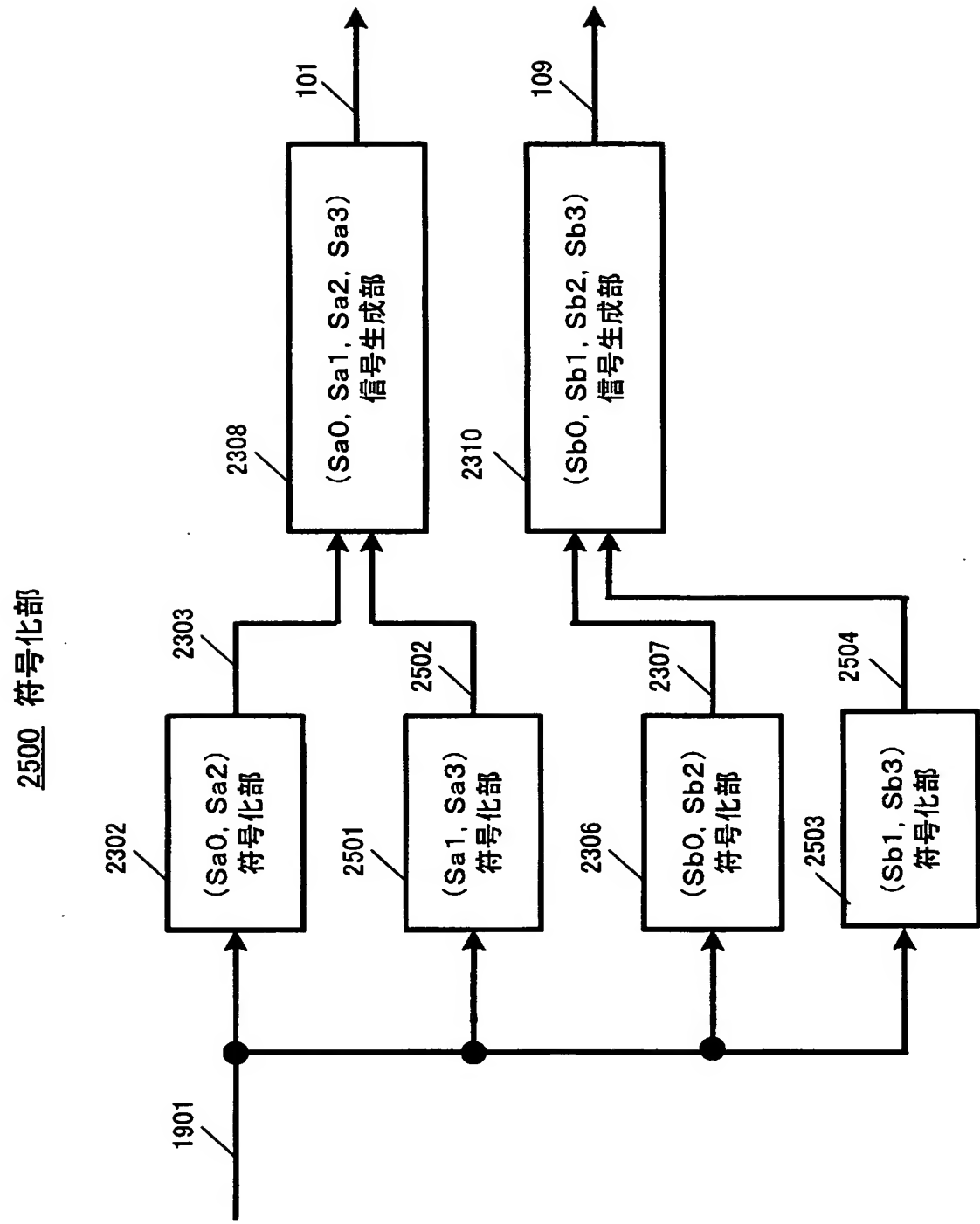
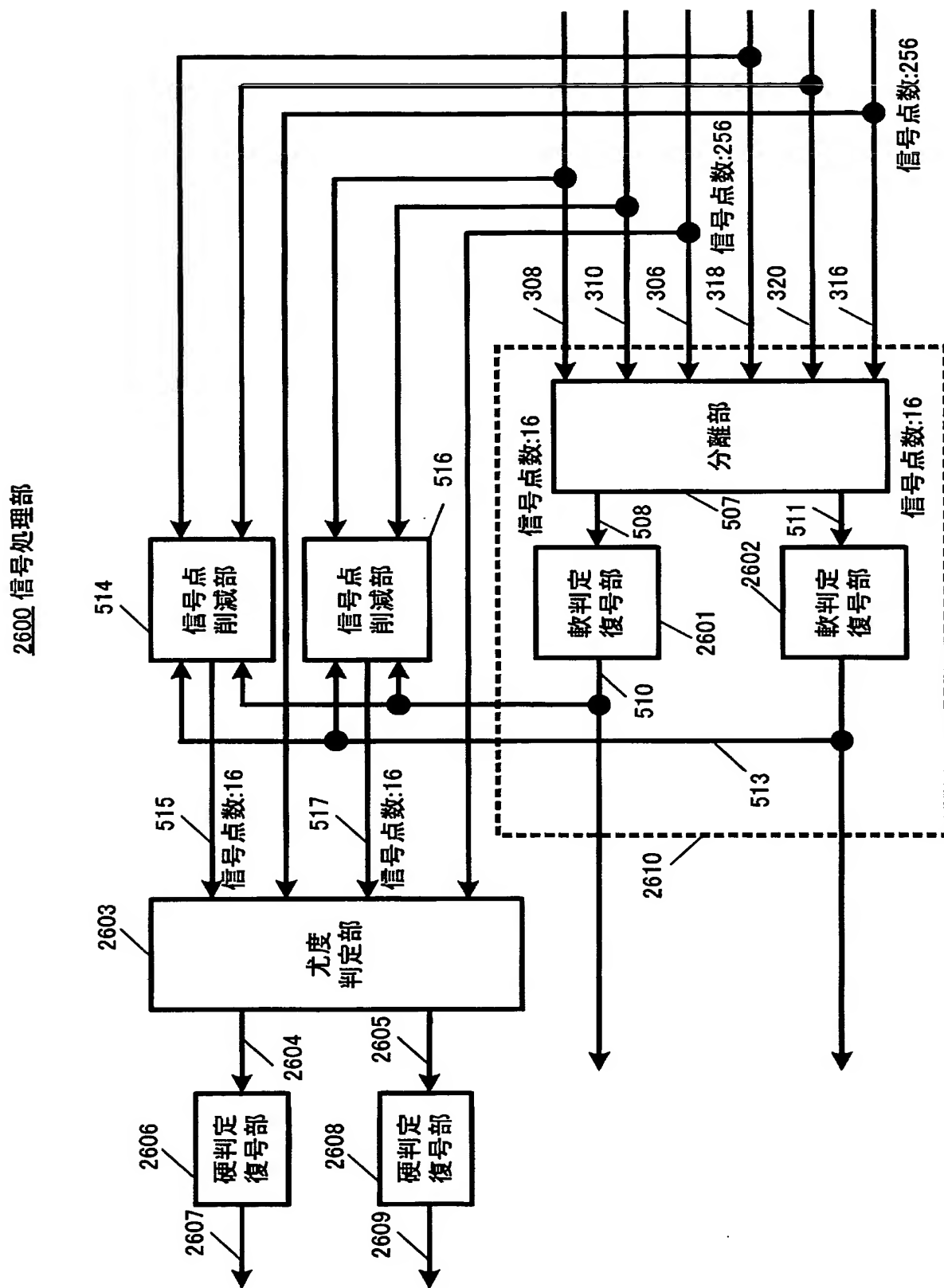


図25C

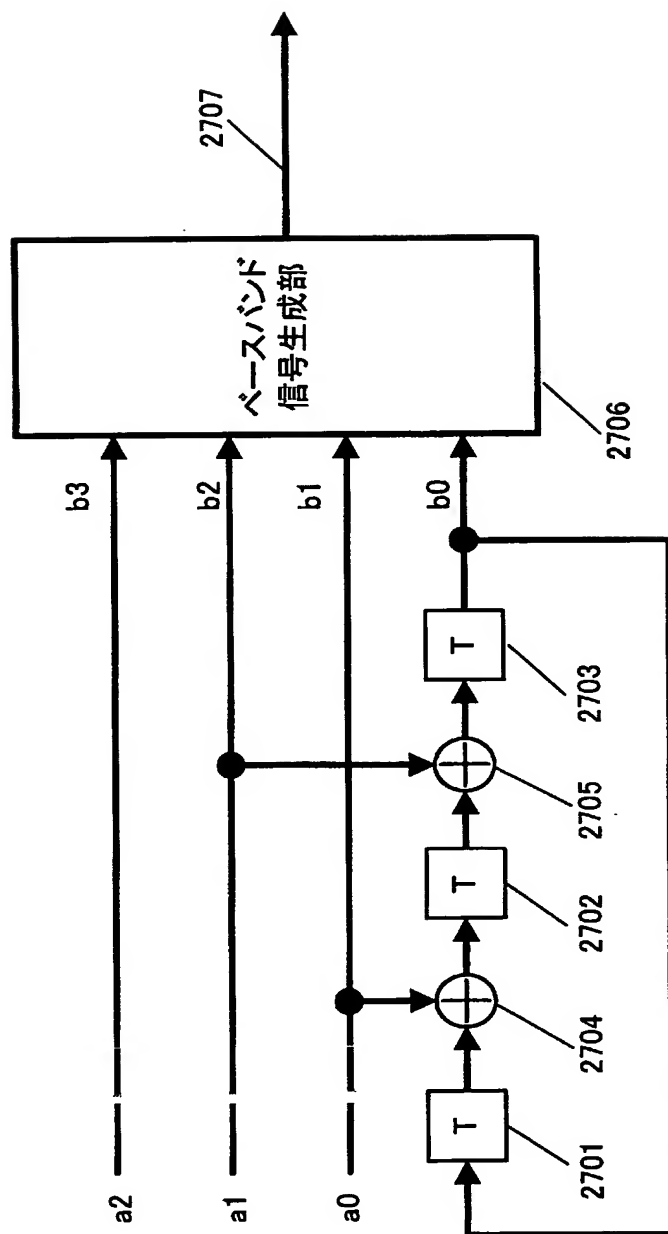
[図26]



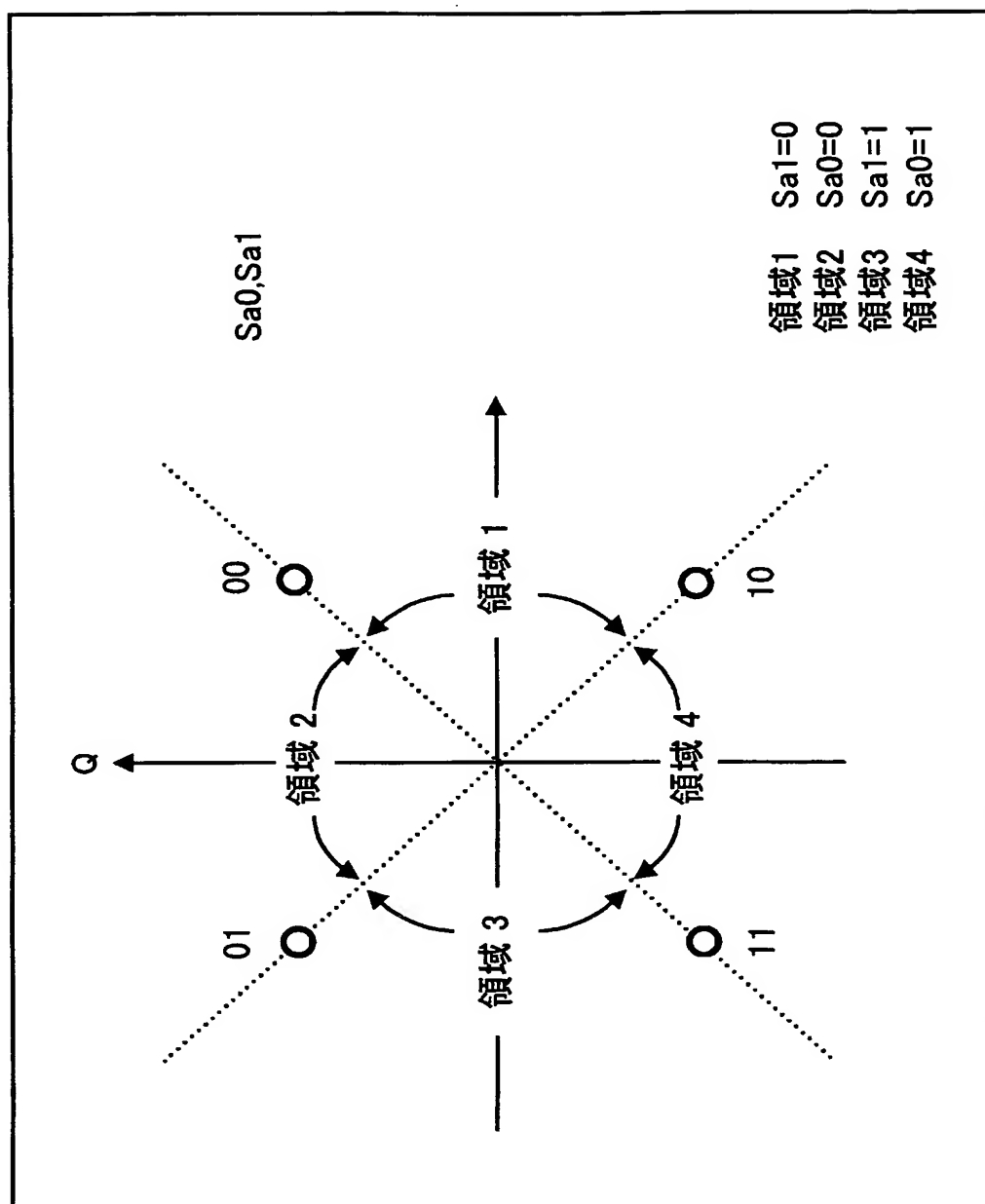
[図27]



[図28]

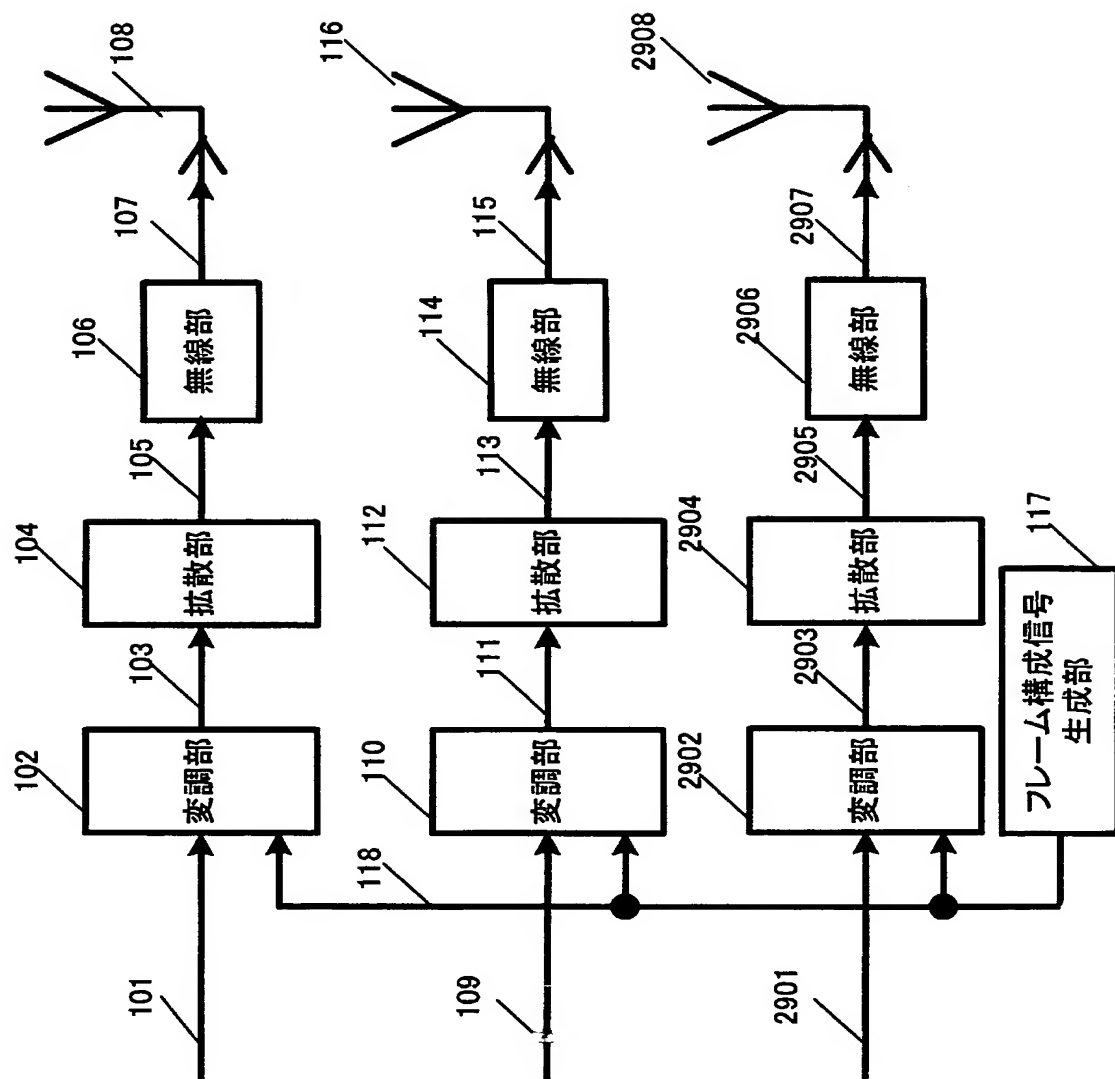


[図29]

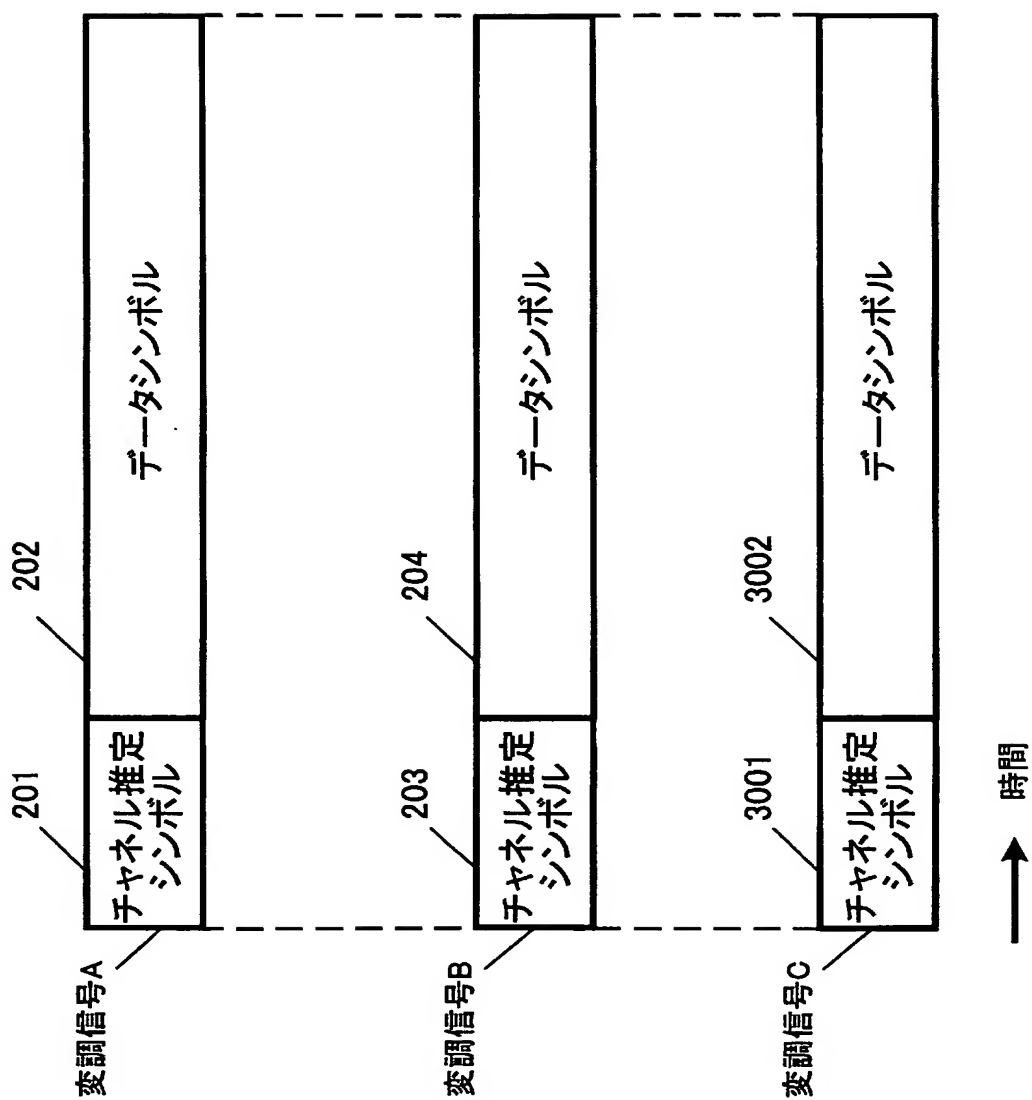


[図30]

2900 送信装置

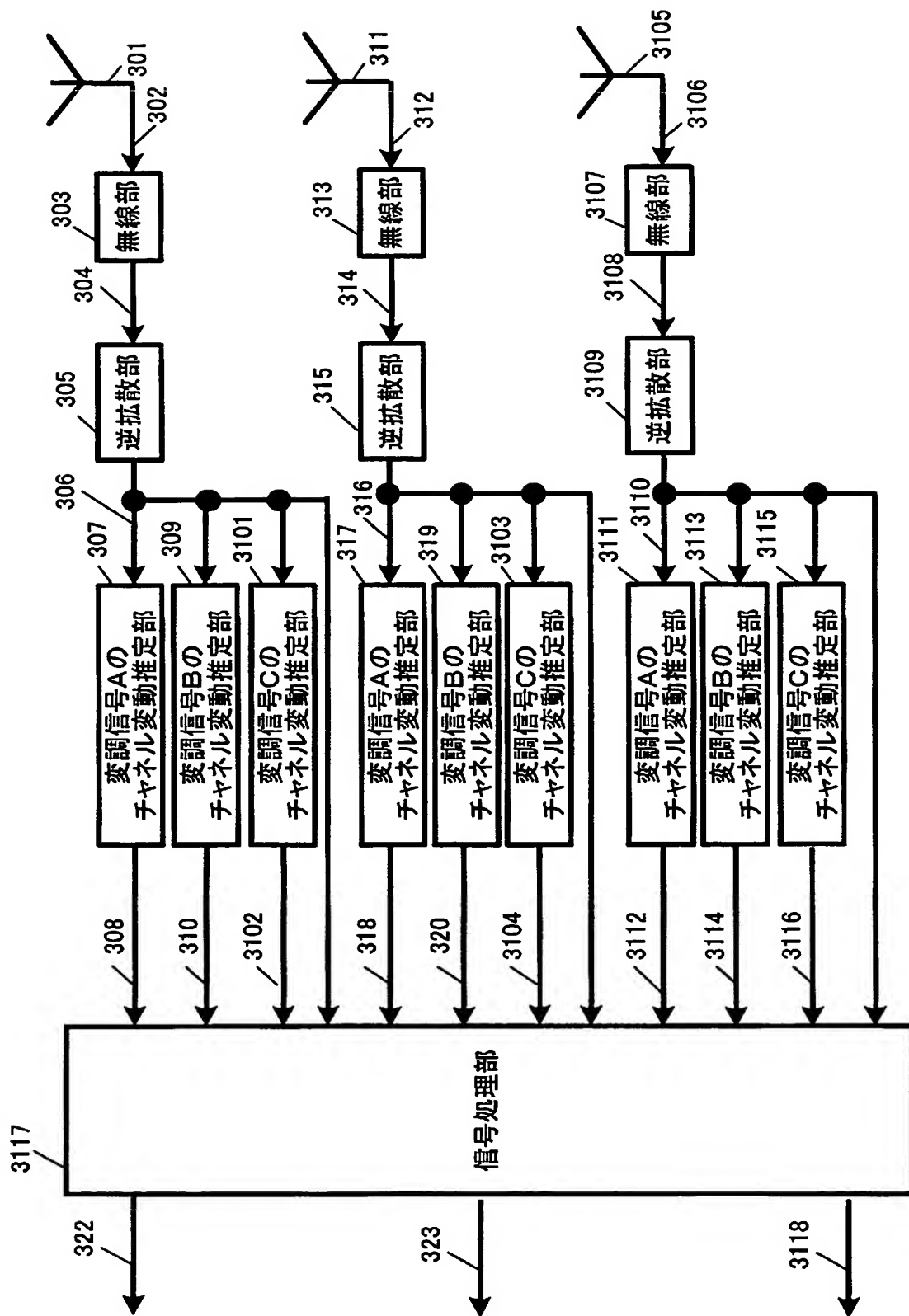


[図31]



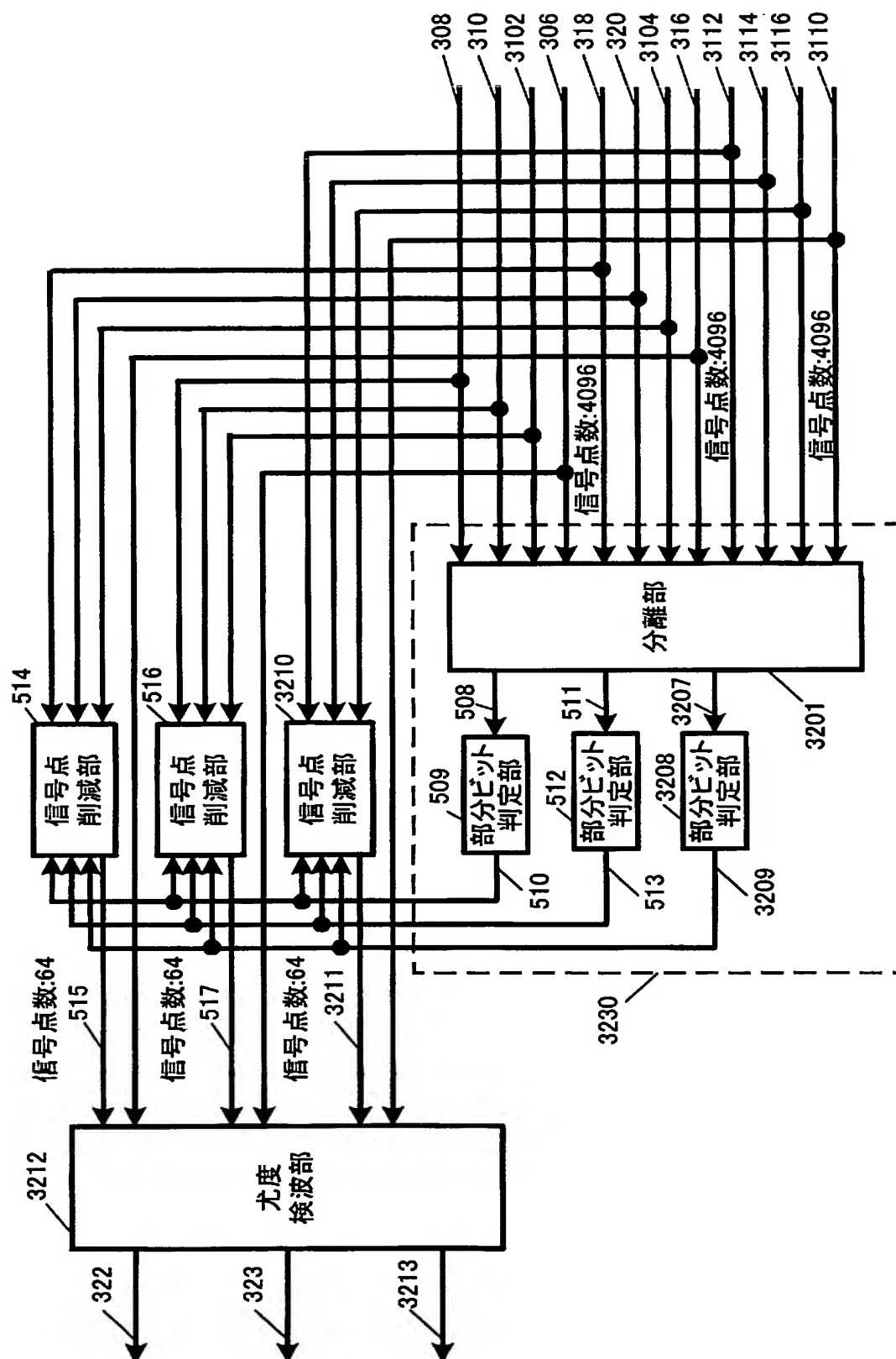
[図32]

3100 受信装置

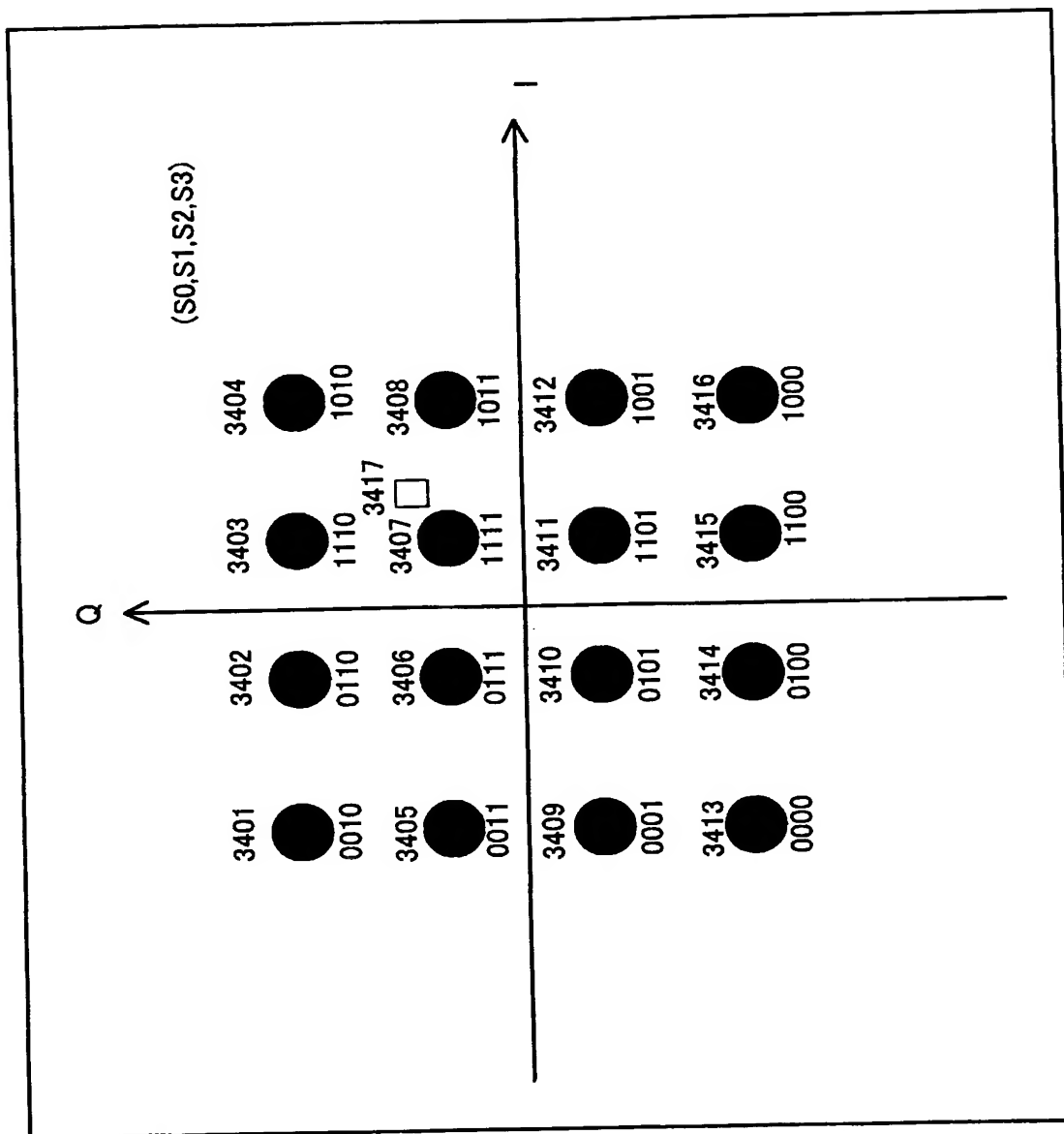


[図33]

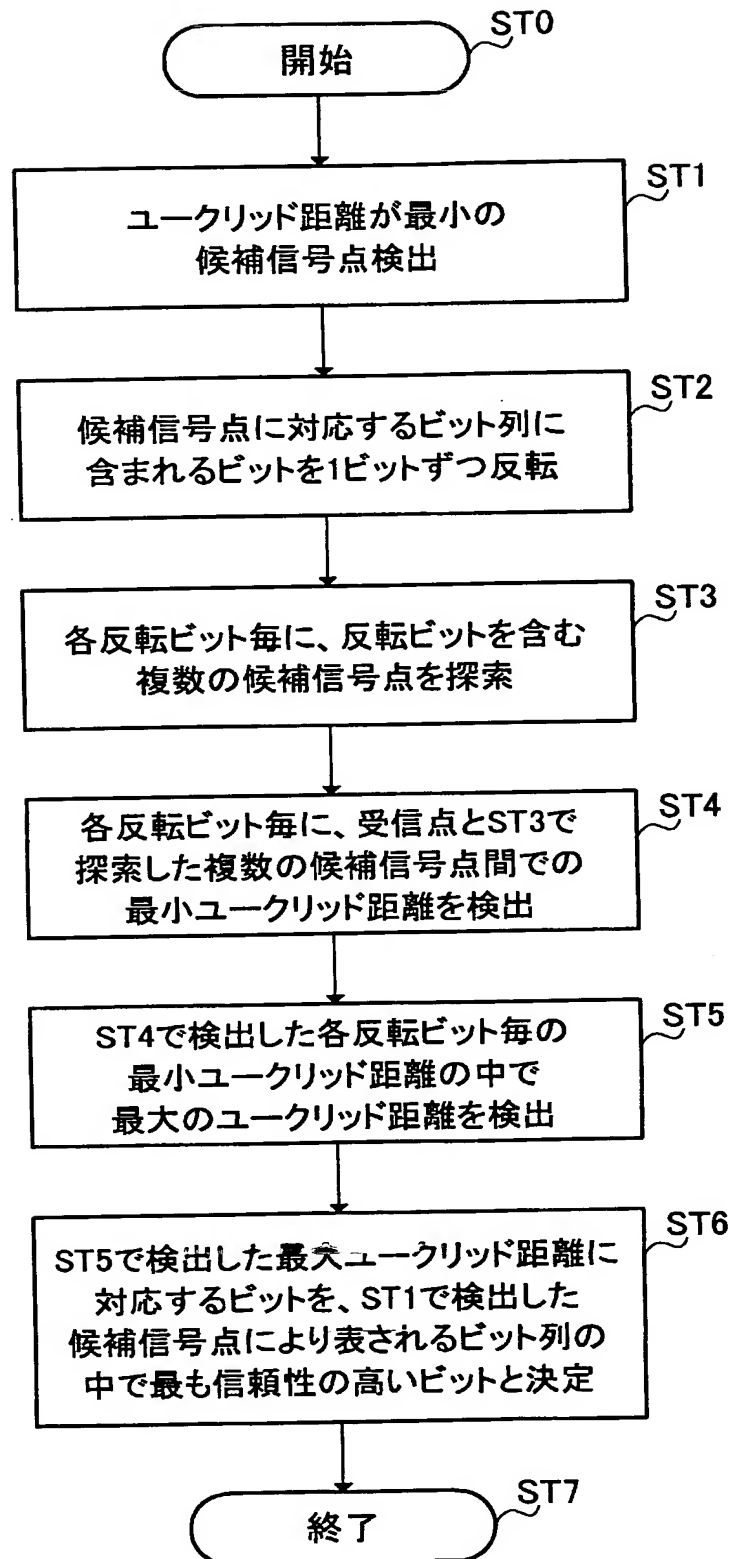
3117 信号処理部



[図35]



[図36]



INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2004/016339

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

Int.Cl⁷ H04L27/38, H04J15/00

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)

Int.Cl⁷ H04L27/00-27/38, H04J15/00, H04J11/00, H04B7/00, H04B7/02-7/12,
H04L1/02-1/06, H03M13/00-13/53

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

Jitsuyo Shinan Koho	1926-1996	Toroku Jitsuyo Shinan Koho	1994-2005
Kokai Jitsuyo Shinan Koho	1971-2005	Jitsuyo Shinan Toroku Koho	1996-2005

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used)

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
Y	JP 2003-124907 A (Nippon Telegraph And Telephone Corp.), 25 April, 2003 (25.04.03), Par. Nos. [0003] to [0009], [0043]; Fig. 6 & EP 1249980 A2 & CA 2380977 A & US 2002/0191535 A & KR 2002/079489 A & CN 1380778 A	8-10
Y	JP 6-164665 A (Matsushita Electric Industrial Co., Ltd.), 10 June, 1994 (10.06.94), Par. Nos. [0032] to [0036], [0048], [0058] to [0065], [0249] to [0252]; Figs. 10, 14, 15, 84 & EP 562875 A1 & US 5819000 A & US 5892879 A & US 5999569 A & KR 9602468 A & AU 9335520 A & CA 2092490 A & CN 1076816 A	8-10

☒ Further documents are listed in the continuation of Box C.☐ See patent family annex.

* Special categories of cited documents:

- "A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance
- "E" earlier application or patent but published on or after the international filing date
- "L" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)
- "O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means
- "P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed

"T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention

"X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone

"Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art

"&" document member of the same patent family

Date of the actual completion of the international search
25 January, 2005 (25.01.05)

Date of mailing of the international search report
08 February, 2005 (08.02.05)

Name and mailing address of the ISA/
Japanese Patent Office

Authorized officer

Facsimile No.

Telephone No.

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2004/016339

C (Continuation). DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
Y	JP 2003-525537 A (Thomson Licensing S.A.), 26 August, 2003 (26.08.03), Par. Nos. [0017] to [0018], [0022] to [0024], [0036]; Figs. 2, 4, 8 & WO 2001/39455 A1 & EP 1232622 A1 & CN 1421086 A	8-10
A	JP 10-136046 A (Advanced Digital Television Broadcasting Laboratory), 22 May, 1998 (22.05.98), Par. Nos. [0007] to [0008], [0016] to [0023]; Figs. 1 to 4 & EP 840483 A2 & US 6115435 A & CA 2219731 A & KR 98033292 A	1-6
A	Tsuguhide AOKI, Hidehiro MATSUOKA, Hiroki SHOKI, 'MIMO Channel ni okeru ZF to MLD o Heiyo shita Group Detection ni Kansuru Kento', The Institute of Electronics, Information and Communication Engineers Koen Ronbunshu Tsushin Society Taikai 1, B-5-16, 10 September, 2003 (10.09.03), page 393	1-6
A	Yasuo ASHINA, Hidekazu MURATA, Yorimichi ARAKI, 'Kukan Taju ni Mochiiru MIMO-MLD no Enzanryo Sakugenho no Ichikento', Dai 25 Kai Joho Riron to Sono Oyo Symposium, 10 December, 2002 (10.12. 02), pages 503 to 506	1-6
A	Xiangyang Zhuang and Frederick W.Vook, 'Coding- Assisted MIMO Joint Detection and Decodeing in Turbo-Doded OFDM', Vehicular Technology Conferences, 2002. Proceedings. VTC 2002-Fall. 2002IEEE 56th, Vol.1, Sept.2002, pages 23 to 27	1-6
A	JP 2001-127809 A (NEC Corp.), 11 May, 2001 (11.05.01), Par. Nos. [0033] to [0037], [0052] to [0054]; Fig. 3 (Family: none)	4,7

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2004/016339

Box No. II Observations where certain claims were found unsearchable (Continuation of item 2 of first sheet)

This international search report has not been established in respect of certain claims under Article 17(2)(a) for the following reasons:

1. ☐ Claims Nos.:
because they relate to subject matter not required to be searched by this Authority, namely:

2. ☐ Claims Nos.:
because they relate to parts of the international application that do not comply with the prescribed requirements to such an extent that no meaningful international search can be carried out, specifically:

3. ☐ Claims Nos.:
because they are dependent claims and are not drafted in accordance with the second and third sentences of Rule 6.4(a).

Box No. III Observations where unity of invention is lacking (Continuation of item 3 of first sheet)

This International Searching Authority found multiple inventions in this international application, as follows:

The inventions of claims 1-7 relate to a reception device for reducing the number of candidate signal points by using a partial bit demodulated by using a detection method different from the likelihood detection and a channel estimation value and performing likelihood detection by using the reduced number of candidate signal points and the reception base band signal.

The inventions of claims 8-10 relate to a transmission device for mapping a transmission bit by using a signal point arrangement divided into a plurality of signal point sets on an IQ plane wherein the minimum inter-signal point distance in the signal point sets is made smaller than the minimum inter-signal point distance between the signal point sets.

1. ☐ As all required additional search fees were timely paid by the applicant, this international search report covers all searchable claims.
2. ☒ As all searchable claims could be searched without effort justifying an additional fee, this Authority did not invite payment of any additional fee.
3. ☐ As only some of the required additional search fees were timely paid by the applicant, this international search report covers only those claims for which fees were paid, specifically claims Nos.:

4. ☐ No required additional search fees were timely paid by the applicant. Consequently, this international search report is restricted to the invention first mentioned in the claims; it is covered by claims Nos.:

Remark on Protest

- ☐ The additional search fees were accompanied by the applicant's protest.
- ☐ No protest accompanied the payment of additional search fees.

A. 発明の属する分野の分類 (国際特許分類 (IPC))

Int. Cl.⁷ H04L27/38, H04J15/00

B. 調査を行った分野

調査を行った最小限資料 (国際特許分類 (IPC))

Int. Cl.⁷ H04L27/00-27/38, H04J15/00, H04J11/00,
H04B 7/00, H04B 7/02-7/12, H04L 1/02-1/06,
H03M 13/00-13/53

最小限資料以外の資料で調査を行った分野に含まれるもの

日本国実用新案公報 1926年-1996年
日本国公開実用新案公報 1971年-2005年
日本国登録実用新案公報 1994年-2005年
日本国実用新案登録公報 1996年-2005年

国際調査で使用した電子データベース (データベースの名称、調査に使用した用語)

C. 関連すると認められる文献

引用文献の カテゴリー*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する 請求の範囲の番号
Y	JP 2003-124907 A (日本電信電話株式会社), 2003. 04. 25, [0003]-[0009], [0043], 第6図 & EP 1249980 A2 & CA 2380977 A & US 2002/0191535 A & KR 2002/079489 A & CN 1380778 A	8-10
Y	JP 6-164665 A (松下電器産業株式会社), 1994. 06. 10, [0032]-[0036], [0048], [0058]-[0065], [0249]-[0252], 第10図, 第14図, 第15図, 第84図 & EP 562875 A1 & US 5819000 A & US 5892879 A & US 5999569 A & KR 9602468 A & AU 9335520 A & CA 2092490 A & CN 1076816 A	8-10

☒ C欄の続きにも文献が列挙されている。☐ パテントファミリーに関する別紙を参照。

* 引用文献のカテゴリー

「A」 特に関連のある文献ではなく、一般的技術水準を示すもの
「E」 国際出願日前の出願または特許であるが、国際出願日以後に公表されたもの
「L」 優先権主張に疑義を提起する文献又は他の文献の優先日若しくは他の特別な理由を確立するために引用する文献 (理由を付す)
「O」 口頭による開示、使用、展示等に言及する文献
「P」 国際出願日前で、かつ優先権の主張の基礎となる出願

の日の後に公表された文献

「T」 国際出願日又は優先日後に公表された文献であって出願と矛盾するものではなく、発明の原理又は理論の理解のために引用するもの
「X」 特に関連のある文献であって、当該文献のみで発明の新規性又は進歩性がないと考えられるもの
「Y」 特に関連のある文献であって、当該文献と他の1以上の文献との、当業者にとって自明である組合せによって進歩性がないと考えられるもの
「&」 同一パテントファミリー文献

国際調査を完了した日

25. 01. 2005

国際調査報告の発送日

08.02.2005

国際調査機関の名称及びあて先

日本国特許庁 (ISA/JP)

郵便番号100-8915

東京都千代田区霞が関三丁目4番3号

特許庁審査官 (権限のある職員)

藤井 浩

5 K

3 1 4 9

電話番号 03-3581-1101 内線 3555

C (続き) . 関連すると認められる文献		
引用文献の カテゴリー*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する 請求の範囲の番号
	2003. 08. 26, [0017]-[0018], [0022]-[0024], [0036], 第2図, 第4図, 第8図 & WO 2001/39455 A1 & EP 1232622 A1 & CN 1421086 A	
A	JP 10-136046 A(株式会社デジタルテレビジョン放送システム研究所), 1998. 05. 22, [0007]-[0008], [0016]-[0023], 第1図-第4図 & EP 840483 A2 & US 6115435 A & CA 2219731 A & KR 98033292 A	1-6
A	青木亜秀, 松岡秀浩, 庄木裕樹, 'MIMOチャネルにおけるZFとMLDを併用したグループディテクションに関する検討', 電子情報通信学会講演論文集 通信ソサイエティ大会1, B-5-16, 2003. 09. 10, p393	1-6
A	葦名保雄, 村田英一, 荒木純道, '空間多重に用いるMIMO-MLDの演算量削減法の一検討', 第25回情報理論とその応用シンポジウム, 2002. 12. 10, p503-506	1-6
A	Xiangyang Zhuang and Frederick W. Vook, 'Coding-Assisted MIMO Joint Detection and Decoding in Turbo-Coded OFDM', Vehicular Technology Conference, 2002. Proceedings. VTC 2002-Fall. 2002 IEEE 56th, Vol. 1, Sept. 2002, p23-27	1-6
A	JP 2001-127809 A(日本電気株式会社), 2001. 05. 11, [0033]-[0037], [0052]-[0054], 第3図(ファミリーなし)	4, 7

第Ⅱ欄 請求の範囲の一部の調査ができないときの意見（第1ページの2の続き）

法第8条第3項（PCT17条(2)(a)）の規定により、この国際調査報告は次の理由により請求の範囲の一部について作成しなかった。

1. ☐ 請求の範囲 _____ は、この国際調査機関が調査をすることを要しない対象に係るものである。つまり、
2. ☐ 請求の範囲 _____ は、有意義な国際調査をすることができる程度まで所定の要件を満たしていない国際出願の部分に係るものである。つまり、
3. ☐ 請求の範囲 _____ は、従属請求の範囲であってPCT規則6.4(a)の第2文及び第3文の規定に従って記載されていない。

第Ⅲ欄 発明の単一性が欠如しているときの意見（第1ページの3の続き）

次に述べるようにこの国際出願に二以上の発明があるとこの国際調査機関は認めた。

請求の範囲1－7に係る発明は、尤度検波とは異なる検波方法を用いて復調された部分ビットとチャネル推定値を用いて候補信号点を削減し、削減された候補信号点と受信ベースバンド信号とを用いて尤度検波を行う受信装置に関するものである。

請求の範囲8－10に係る発明は、I Q平面上で、複数の信号点セットに分割され、かつ信号点セット内の最小信号点間距離が信号点セット間の最小信号点距離よりも小さくされている信号点配置を用いて、送信ビットをマッピングする送信装置に関するものである。

1. ☐ 出願人が必要な追加調査手数料をすべて期間内に納付したので、この国際調査報告は、すべての調査可能な請求の範囲について作成した。
2. ☒ 追加調査手数料を要求するまでもなく、すべての調査可能な請求の範囲について調査することができたので、追加調査手数料の納付を求めなかった。
3. ☐ 出願人が必要な追加調査手数料を一部のみしか期間内に納付しなかったため、この国際調査報告は、手数料の納付のあった次の請求の範囲のみについて作成した。
4. ☐ 出願人が必要な追加調査手数料を期間内に納付しなかったため、この国際調査報告は、請求の範囲の最初に記載されている発明に係る次の請求の範囲について作成した。

追加調査手数料の異議の申立てに関する注意

- ☐ 追加調査手数料の納付と共に出願人から異議申立てがあった。
- ☐ 追加調査手数料の納付と共に出願人から異議申立てがなかった。

**This Page is Inserted by IFW Indexing and Scanning
Operations and is not part of the Official Record**

BEST AVAILABLE IMAGES

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images include but are not limited to the items checked:

- ☒ **BLACK BORDERS**
- ☐ **IMAGE CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES**
- ☒ **FADED TEXT OR DRAWING**
- ☐ **BLURRED OR ILLEGIBLE TEXT OR DRAWING**
- ☐ **SKEWED/SLANTED IMAGES**
- ☐ **COLOR OR BLACK AND WHITE PHOTOGRAPHS**
- ☐ **GRAY SCALE DOCUMENTS**
- ☒ **LINES OR MARKS ON ORIGINAL DOCUMENT**
- ☐ **REFERENCE(S) OR EXHIBIT(S) SUBMITTED ARE POOR QUALITY**
- ☐ **OTHER:** _____

IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.

As rescanning these documents will not correct the image problems checked, please do not report these problems to the IFW Image Problem Mailbox.